

Waldemar MINKINA, Sławomir GRYS
Instytut Elektroniki i Systemów Sterowania
Politechnika Częstochowska

ZASTOSOWANIE WYBRANYCH ALGORYTMÓW ADAPTACYJNEGO PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW W ZAGADNIENIU KOREKCJI DYNAMIKI TERMOMETRÓW

Streszczenie. W pracy omówiono wybrane metody identyfikacji liniowych modeli dynamiki termometrów, stosowane w metodzie korekcji błędów dynamicznych z zastosowaniem dodatkowego czujnika. Przedstawiono dwa algorytmy cyfrowej korekcji LMS i RLS. Podano metody oceny struktury korektora określające granice jego stosowalności w stosunku do pomiaru samym czujnikiem. Rozważania teoretyczne potwierdzono eksperymentalnie korygując dynamikę termoelementu płaszczowego, mierzącego wartość ustalonej temperatury gazu.

Omawiane procedury korekcji mogą znaleźć zastosowanie w kontroli temperatury ustalonej i wykrywaniu nagłych skoków temperatury występujących w normalnych warunkach pracy i stanach awaryjnych bądź w pomiarach temperatury w procesach zachodzących z dużą gwałtownością.

ADAPTIVE SIGNAL PROCESSING ALGORITHMS IN COMPENSATION OF THE THERMOMETER DYNAMICS

Summary. In the paper there is presented the dynamics compensation problem solved in a two-sensor-system with different dynamical parameters. Two versions of the algorithm LMS and RLS are proposed. The problem of a robustness of the presented methods is also discussed. The theoretical considerations are confirmed by experiment in which the dynamics of a shielded thermocouple measuring the constant gas temperature was compensated. The proposed methods of estimation of the sensor dynamic parameters can be applied to nominal temperature control and detection of rapid temperature changes occurring in normal operating conditions or in failures as well as for temperature measurements in rapid thermal processes.

1. WPROWADZENIE

Znajomość parametrów dynamicznych termometru pozwala na uwzględnienie zachodzącego w nim cieplnego stanu nieustalonego i skorygowaniu jego sygnału wyjściowego. Korekcja dynamiki czujnika pomiarowego polega na odtwarzaniu stanu jego wejścia na podstawie znajomości stanu wyjścia i parametrów modelu. W przypadku termometrów występuje silna nieliniowość dynamiczna zależna od mierzonej temperatury i charakteru jej zmian. Oznacza to konieczność okresowej identyfikacji modelu dynamiki czujnika po wykryciu znacznych zmian wymuszenia. Brak informacji o stanie wejścia czujnika uniemożliwia przeprowadzenie klasycznej identyfikacji modelu dynamiki w rzeczywistych warunkach pomiaru. Zakładając dowolny kształt przebiegu mierzonych temperatur w funkcji czasu, zadanie korekcji jest rozwiązywalne w układzie z dwoma czujnikami o różnych parametrach dynamicznych. Rozważania teoretyczne dowodzące możliwości określenia parametrów korektora podano, między innymi w pracy [1], w której dowodząc powyższego wymaga się jednak spełnienia kilku warunków i założeń upraszczających:

Z1. Dynamikę czujnika głównego i pomocniczego opisuje model liniowy z pojedynczą stałą czasową:

$$G_{Tg}(s) = \frac{1}{N_{Tg}s + 1}, \quad G_{Tp}(s) = \frac{1}{N_{Tp}s + 1}. \quad (1)$$

Z2. Stosunek stałych czasowych czujnika głównego N_{Tg} i czujnika pomocniczego N_{Tp} w funkcji zmian współczynnika przejmowania ciepła α , $W/(m^2K)$ jest stały:

$$\frac{N_{Tp}(\alpha)}{N_{Tg}(\alpha)} = c = const. \quad (2)$$

Z3. Do wyznaczenia parametrów korektora niezbędna jest znajomość stałej c .

Spełnienie założenia Z1 ogranicza stosowanie metody właściwie tylko do czujników o działaniu objętościowym, natomiast założenie Z2 może być spełnione przy założeniu lokalnie liniowego modelu dynamiki w punkcie pracy. W ogólnym przypadku występuje duża zmienność parametrów dynamiki czujników, zależna od charakteru zmian sygnału mierzonego, cech konstrukcyjnych termometru oraz warunków wymiany ciepła [2]. Stworzenie nieliniowego modelu dynamiki jest zasadniczo możliwe dla konkretnych warunków wymiany ciepła i przy przyjęciu pewnych założeń, dotyczących np. charakteru zmian mierzonej temperatury czy rodzaju medium, w którym czujnik pracuje.

W niniejszej pracy przedstawiono adaptacyjny algorytm korekcji dynamiki termometru, nawiązujący do idei oryginalnej [1], opracowany dla dyskretnych modeli dynamiki dowolnego rzędu, w którym nie wymaga się spełnienia założenia Z3. Określono również mechanizmy

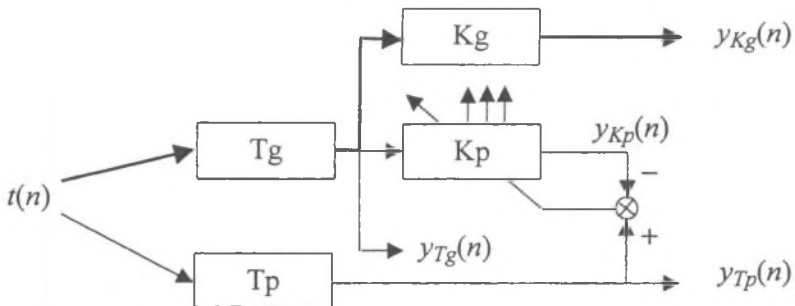
oceny poprawności estymowanych modeli dynamiki w kontekście zastosowania ich w korekcji dynamiki czujnika głównego.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

2.1. Uwagi wstępne

W proponowanej metodzie identyfikuje się parametry korektora pomocniczego. Na ich podstawie wyznaczane są parametry korektora głównego, przetwarzającego zmienny w czasie sygnał pomiarowy czujnika głównego.

Schemat blokowy korektora adaptacyjnego działającego wg przedstawionej zasady przedstawia rys.1, na którym oznaczono: $t(n)$ – temperatura mierzona w chwili n , $y(n)$ – sygnał wyjściowy czujnika/korektora, T_g , K_g – czujnik główny i korektor główny, T_p , K_p – czujnik pomocniczy i korektor pomocniczy.



Rys.1. Korekcja adaptacyjna w metodzie dwóch czujników o różnych parametrach dynamiki
Fig. 1. Adaptive compensation in a two-sensor-method with different dynamics parameters

Dynamikę, występujących w układzie pomiarowym czujników i korektorów, opisano w dziedzinie czasu dyskretnego. Algorytm korekcji adaptacyjnej został opracowany w dwóch wersjach: wsadowej LMS [3] (ang. *Least Mean Square*) i jednokrokowej RLS (ang. *Recursive Least Squares*).

2.2. Korektor adaptacyjny w wersji LMS

Niech sygnał wyjściowy czujnika pomocniczego opisuje zależność:

$$y_{Tp}(i) = \phi^T(i)\theta(n) + \varepsilon(i). \quad (3)$$

Równanie to jest znane jako *model regresji liniowej* [4], w którym:

$$\begin{aligned} \theta(n) &= [b_0^{(Kp)}(n) \ b_1^{(Kp)}(n) \ \dots \ b_N^{(Kp)}(n) \ a_1^{(Kp)}(n) \ a_2^{(Kp)}(n) \ \dots \ a_N^{(Kp)}(n)]^T, \\ \varphi(i) &= [y_{Tg}(i) \ y_{Tg}(i-1) \ \dots \ y_{Tg}(i-N) \ -y_{Tp}(i-1) \ -y_{Tp}(i-2) \ \dots \ -y_{Tp}(i-N)]^T, \end{aligned} \quad (4)$$

a ponadto:

- $\theta(n)$ – wektor parametrów korektora pomocniczego,
- $\varepsilon(i)$ – błąd równania,
- N – rząd modelu dynamiki.

Zakłada się, że w metodzie dysponuje się zbiorem *a priori* zarejestrowanych próbek sygnałów czujników $y_{Tg}(i)$ i $y_{Tp}(i)$ dla chwil czasowych $n-M+1 \leq i \leq n$, gdzie M – liczba zarejestrowanych próbek, przy czym wymaga się, aby $M \geq N+1$.

W wyniku porównania sygnału wyjściowego filtru $\varphi^T(i)\theta(n)$ z sygnałem wzorcowym $y_{Tp}(i)$ uzyskuje się błąd $\varepsilon(i)$, zwany również resztą [4]. Funkcja minimalizowana $V(n)$, zdefiniowana jako suma kwadratów błędów identyfikacji wyznaczonych w oknie czasowym $n-M+N+1 \leq i \leq n$, wyrażona jest zależnością:

$$\begin{aligned} V(n) &= \frac{1}{M} \sum_{i=n-M+N+1}^n [y_{Tp}(i) - \varphi^T(i)\theta(n)]^2 = \frac{1}{M} \sum_{i=n-M+N+1}^n y_{Tp}^2(i) - \\ &- \left[2 \frac{1}{M} \sum_{i=n-M+N+1}^n y_{Tp}(i)\varphi^T(i) \right] \theta(n) + \theta^T(n) \left[\frac{1}{M} \sum_{i=n-M+N+1}^n \varphi(i)\varphi^T(i) \right] \theta(n). \end{aligned} \quad (5)$$

Taka postać trzeciego składnika w powyższym wzorze umożliwia wyciągnięcie przed znak sumy wektora poszukiwanych parametrów $\theta(n)$, który nie zależy od czasu i .

Optymalne parametry korektora pomocniczego $\theta^*(n)$, dla których zeruje się wektor gradientu funkcji $V(n)$ wyznaczany względem $\theta(n)$, otrzymuje się rozwiązując układ równań:

$$\theta^*(n) = \left[\frac{1}{M} \sum_{i=n-M+N+1}^n \varphi(i)\varphi^T(i) \right]^{-1} \left[\frac{1}{M} \sum_{i=n-M+N+1}^n \varphi(i)y_{Tp}(i) \right]. \quad (6)$$

W omawianej metodzie tor przetwarzania czujnik główny – korektor pomocniczy dostraja się z błędem $V^*(n)$ do dynamiki czujnika pomocniczego. Przyjmując założenie, że dynamikę czujnika głównego i pomocniczego opisują transmitancje dyskretne:

$$G_{Tg}(z^{-1}) = \frac{B_{Tg}(z^{-1})}{A_{Tg}(z^{-1})}, \quad G_{Tp}(z^{-1}) = \frac{B_{Tp}(z^{-1})}{A_{Tp}(z^{-1})}, \quad (7)$$

dla optymalnych parametrów korektora pomocniczego zachodzi równość:

$$G_{Kp}(z^{-1}) = \frac{B_{Kp}(z^{-1})}{A_{Kp}(z^{-1})} \cong \frac{G_{Tp}(z^{-1})}{G_{Tg}(z^{-1})} = \frac{B_{Tp}(z^{-1})}{B_{Tg}(z^{-1})} \cdot \frac{A_{Tg}(z^{-1})}{A_{Tp}(z^{-1})} \quad (8)$$

w sensie minimum błędu średniokwadratowego, tzn.: $y_{Tp}(n) \approx y_{Kp}(n)$.

Przyjmując

$$\begin{aligned} A_{Tg}(z^{-1}) &= 1 + a_1^{\{Tg\}}z^{-1} + \dots + a_N^{\{Tg\}}z^{-N}, & B_{Tg}(z^{-1}) &= b_0^{\{Tg\}}, \\ A_{Tp}(z^{-1}) &= 1 + a_1^{\{Tp\}}z^{-1} + \dots + a_N^{\{Tp\}}z^{-N}, & B_{Tp}(z^{-1}) &= b_0^{\{Tp\}} \end{aligned} \quad (9)$$

oraz

$$\begin{aligned} A_{Kp}(z^{-1}) &= 1 + a_1^{(Kp)}z^{-1} + \dots + a_N^{(Kp)}z^{-N}, \\ B_{Kp}(z^{-1}) &= b_0^{(Kp)} + b_1^{(Kp)}z^{-1} + \dots + b_N^{(Kp)}z^{-N} \end{aligned} \quad (10)$$

z równania (8) otrzymuje się $A_{Tg}(z^{-1})$:

$$A_{Tg}(z^{-1}) = \frac{B_{Kp}(z^{-1})}{b_0^{(Kp)}}. \quad (11)$$

Nieznany parametr $b_0^{(Tg)}$ wyznacza się z dodatkowej zależności na wzmocnienie statyczne czujnika i korektora:

$$\lim_{z^{-1} \rightarrow 1} G_{Tg}(z^{-1}) = \lim_{z^{-1} \rightarrow 1} G_{Kg}(z^{-1}) = 1, \quad (12)$$

czyli

$$b_0^{(Tg)}(z^{-1}) = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^N a_i^{(Tg)}}. \quad (13)$$

Istnieją dwie przyczyny przyjęcia jednostkowego wzmocnienia statycznego w powyższym wzorze. Najczęściej czujnik temperatury jest elementem systemu pomiarowego dostarczającego użytkownikowi informację o wartościach wielkości mierzonej, tzw. „bezpośredni odczyt”, więc jego współczynnik wzmocnienia statycznego jest równy jedności. Ponadto, postępując w ten sposób, zapewnia się wymaganą dokładność statyczną korektora nawet w sytuacji błędnej identyfikacji, mogącej wystąpić np. w stanie quasi-ustalonym.

Warunek idealnej korekcji narzuca konieczność realizowania przez korektor główny modelu charakterystyki odwrotnej czujnika głównego. Ostatecznie transmitancję dyskretną korektora głównego można więc zapisać w postaci:

$$\begin{aligned} G_{Kg}(z^{-1}) = B_{Kg}(z^{-1}) &= \frac{A_{Tg}(z^{-1})}{B_{Tg}(z^{-1})} = \frac{1}{b_0^{(Tg)}} [1 + a_1^{(Tg)}z^{-1} + \dots + a_N^{(Tg)}z^{-N}] \Rightarrow \\ &\Rightarrow [b_0^{(Kg)} + b_1^{(Kg)}z^{-1} + \dots + b_N^{(Kg)}z^{-N}]. \end{aligned} \quad (14)$$

Transmitancja (14) może być zrealizowana sprzętowo przez filtr cyfrowy typu FIR (*ang. Finite Impulse Response*), co ułatwia implementację algorytmu w komputerowych systemach pomiarowych.

Przedstawiony algorytm korekcji w wersji LMS pozwala wyznaczyć parametry korektora głównego na podstawie historii sygnałów z czujników teoretycznie dla dowolnych wymuszeń. W praktyce procedura identyfikacji w celu zapewnienia odpowiedniej jakości korekcji powinna być uruchamiana okresowo po wykryciu zmiany wymuszenia, tak aby korektor „nadążał” za zmianami parametrów dynamiki czujnika głównego. Zbyt częste przeprowadzanie identyfikacji, np. przy niewielkich zmianach sygnałów, jest również niekorzystne, gdyż może prowadzić do silnego obciążenia estymowanych parametrów korektora. W związku z tym istnieje konieczność kontrolowania szybkości zmian temperatury, mierzonej w obecności zakłóceń. W pracy zaproponowano zastosowanie

detektora Hägglanda [5], w uproszczonej postaci, do wykrywania nagłych zmian sygnału mierzonego. Detektor opisują równania:

$$\begin{aligned}\Delta y_{T_R}(k) &= y_{T_R}(k) - y_{T_R}(k-1), \\ w(k) &= \beta w(k-1) + \Delta y_{T_R}(k), \\ r(k) &= \beta r(k-1) + (1-\beta) \text{sign}[\Delta y_{T_R}(k) \cdot w(k-1)].\end{aligned}\quad (15)$$

Współczynnik $\beta \in (0,1)$ określa czułość detektora. Sygnał $r(k)$ określa trend sygnału z czujnika głównego i jest stosunkowo niewrażliwy na zakłócenia występujące w praktyce pomiarowej. Spełnia ponadto warunek $r(k) \in [-1,1]$ i dzięki temu może być traktowany jako czynnik decydujący o konieczności rozpoczęcia identyfikacji.

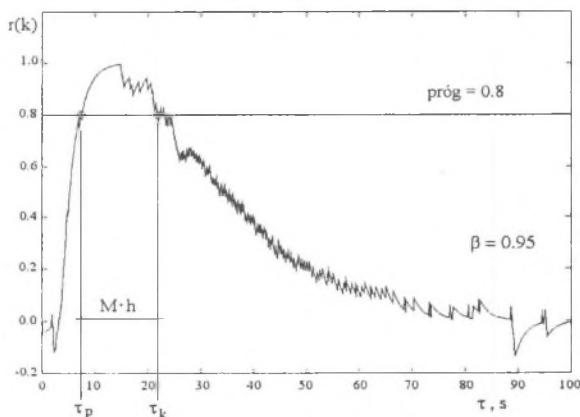
Jeżeli zachodzi warunek:

$$r(k) > \text{próg}, \quad (16)$$

gdzie *próg* jest ustalany arbitralnie, wówczas uruchamiana jest procedura identyfikacji.

Zasadę działania detektora dla odpowiedzi czujnika głównego na przyrost stałej, mierzonej temperatury prezentuje rys.2, na którym oznaczono:

τ_p – początek rejestracji, τ_k – koniec rejestracji, s, h – krok dyskretyzacji, s .



Rys. 2. Objasnienie zasady dzialania detektora Hägglanda dla odpowiedzi skokowej czujnika
Fig. 2. Explanation of the trend extraction with the Hägglund detector for sensor step response

Wadą metody w wersji LMS jest konieczność rozwiązania równania macierzowego (6) o złożoności obliczeniowej wynikającej z liczby: zarejestrowanych próbek i poszukiwanych parametrów. Istnieją wprawdzie bardziej efektywne metody rozwiązywania układu równań, np. metoda eliminacji Gaussa, czy metoda QR (ortogonalnej triangularyzacji) [4], niż metoda klasyczna polegająca na wyznaczeniu macierzy odwrotnej, lecz wszystkie one wymagają czasu na przeprowadzenie obliczeń. Jeżeli korekcja adaptacyjna miałaby stanowić element systemu pomiarowego, wyposażonego w jednostkę główną o małej mocy obliczeniowej, należałoby identyfikować parametry korektora, bazując na niewielkiej liczbie próbek; wpływa

to jednak zasadniczo na jakość korekcji i należy dążyć do jej zwiększania. W takiej sytuacji proponuje się rekurencyjną wersję algorytmu korekcji, w której uaktualnianie parametrów korektora następuje po każdej próbkę, co sprawia, że algorytm jest szybki, a ponadto nie jest wymagane spełnienie założenia Z2.

2.3. Korektor adaptacyjny w wersji RLS

Zakłada się, że dynamikę korektora pomocniczego modeluje filtr IIR (*ang. Infinite Impulse Response*). Sygnał wyjściowy tego filtru jest porównywany z sygnałem wyjściowym czujnika pomocniczego, będącego dla filtru sygnałem wzorcowym.

Powstały błąd identyfikacji, wyznaczany po każdej próbkę, pozwala na uaktualnienie współczynników filtru zgodnie z algorytmem RLS. Ponieważ algorytm ten stosowany jest dla filtrów FIR, występuje konieczność skonstruowania filtru IIR z dwóch filtrów FIR.

Filtr pomocniczy $C(z^{-1})$ w torze sprzężenia zwrotnego realizuje transmitancję dyskretną:

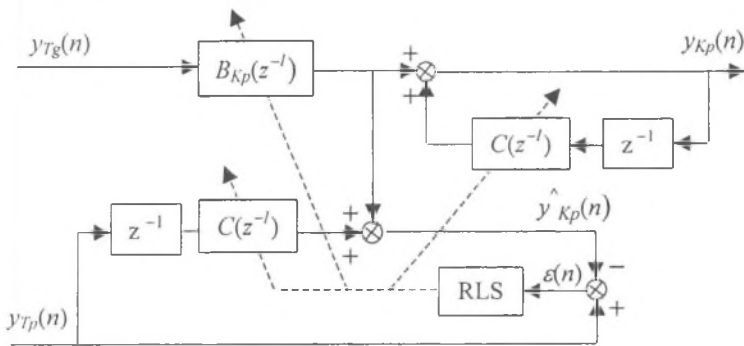
$$C(z^{-1}) = c_1 + c_2 z^{-1} + \dots + c_N z^{-(N-1)}. \quad (17)$$

Korzystając z własności sprzężenia zwrotnego można zapisać:

$$G_{Kp}(z^{-1}) = \frac{B_{Kp}(z^{-1})}{1 - C(z^{-1}) \cdot z^{-1}} \equiv \frac{B_{Kp}(z^{-1})}{A_{Kp}(z^{-1})} \Rightarrow a_i^{[Kp]} = -c_i, \quad i = 1, \dots, N. \quad (18)$$

Zastosowanie algorytmu RLS do korekcji wag filtru IIR wymagałoby stosowania uciążliwej procedury wyznaczania pochodnych cząstkowych sygnału wyjściowego filtru. Wprowadzając drugi identyczny filtr FIR $C(z^{-1})$, jak na rys. 3, otrzymuje się filtr adaptacyjny IIR, którego wagi są uaktualniane na podstawie tzw. „błędu równania” [6]:

$$\varepsilon(n) = y_{Tp}(n) - \hat{y}_{Kp}(n). \quad (19)$$



Rys. 3. Realizacja adaptacyjnego korektora pomocniczego za pomocą filtrów FIR

Fig. 3. Realization of the adaptive auxiliary compensator using FIR filters

Sygnał $\hat{y}_{Kp}(n)$ wyznaczany jest z zależności:

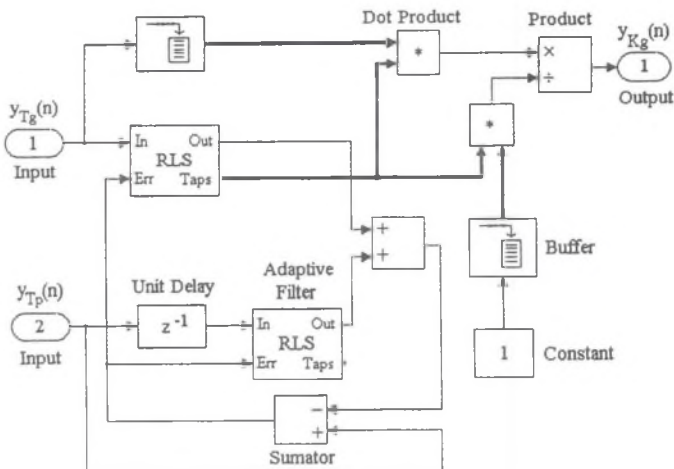
$$\begin{aligned}\hat{y}_{Kp}(n) &= \sum_{i=0}^N b_i^{(Kp)} \cdot y_{Tg}(n-i) + \sum_{i=1}^N c_i \cdot y_{Tp}(n-i) = \\ &= \sum_{i=0}^N b_i^{(Kp)} \cdot y_{Tg}(n-i) - \sum_{i=1}^N a_i^{(Kp)} \cdot y_{Tp}(n-i),\end{aligned}\quad (20)$$

więc nie zależy od jego wartości poprzednich. Fakt ten umożliwia zastosowanie klasycznego algorytmu RLS, bez wprowadzania jakichkolwiek modyfikacji. W prezentowanej metodzie sygnał wyjściowy korektora pomocniczego $y_{Kp}(n)$ nie jest wykorzystywany w algorytmie korekcji jego wag, można więc usunąć pętlę sprzężenia zwrotnego z rys.3. Poszukiwane parametry korektora głównego, podobnie jak w wersji LMS, można wyznaczyć na podstawie współczynników filtra modelującego korektor pomocniczy.

Pamiętając o wymaganym jednostkowym wzmocnieniu statycznym korektora oraz o zależności (14), parametry korektora głównego wyznacza się z zależności:

$$B_{Kg}(z^{-1}) = \frac{B_{Kp}(z^{-1})}{\sum_{i=0}^N b_i^{(Kp)}}. \quad (21)$$

Korektor adaptacyjny w wersji RLS zaimplementowany w programie MATLAB/SIMULINK przedstawiono na rys.4.



Rys. 4. Korektor adaptacyjny w metodzie dwóch czujników – wersja RLS
Fig. 4. Adaptive main compensator in a two-sensor-method – RLS version

3. WSTĘPNE WYNIKI EKSPERYMENTU

Rozważania teoretyczne potwierdzono eksperymentalnie korygując dynamikę termoelementu płaszczonego typu K o średnicy 2mm. Jako czujnika pomocniczego o gorszych właściwościach dynamicznych użyto termoelementu płaszczonego typu K o średnicy 3mm. Czujniki znajdowały się w spokojnym powietrzu o temperaturze pokojowej i zostały skokowo wprowadzone do tunelu rurowego z przepływającym powietrzem o wyższej, ustalonej temperaturze. Objętościowe natężenie przepływu wynosiło około 500l/min. Średnica tunelu wynosiła około 70mm, a części czołowe czujników, oddalone od siebie o nie więcej niż 1÷2mm, umieszczono w środku przekroju tunelu. Aby potwierdzić, że czujniki pracowały w prawie identycznych warunkach wymiany ciepła, wyznaczono współczynnik korelacji wzajemnej sygnałów z czujników [7]:

$$r(y_{Tg}, y_{Tp}) = \frac{\sum_{i=1}^M (y_{Tg}(i) - \bar{y}_{Tg})(y_{Tp}(i) - \bar{y}_{Tp})}{\sqrt{\sum_{i=1}^M (y_{Tg}(i) - \bar{y}_{Tg})^2 \cdot \sum_{i=1}^M (y_{Tp}(i) - \bar{y}_{Tp})^2}}, \quad (22)$$

gdzie:

$$\bar{y}_{Tg} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{Tg}(i), \quad \bar{y}_{Tp} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{Tp}(i). \quad (23)$$

Otrzymana wartość $r(y_{Tg}, y_{Tp})=0.99$ świadczy o silnym skorelowaniu sygnałów z czujników, zważywszy, że poddano je takim samym przyrostom, a dynamiczna charakterystyka ich przetwarzania jest operacją liniową (linearyzacja dynamiki w punkcie pracy - co jest zgodne z założeniem Z2). Dla potrzeb identyfikacji sygnały pomiarowe pozbawiono średniej i poddano wstępnej filtracji cyfrowej. Sygnały zarejestrowano na stanowisku laboratoryjnym składającym się z komputera klasy PC, karty pomiarowej PCL818L wraz z kartą przedwzmacniaczy PCLD779 firmy Advantech oraz oprogramowania autorskiego. Oprogramowanie stworzono w języku Pascal 7.0. Umożliwia ono między innymi: określanie liczby próbek i czasu rejestracji, pracę w dwóch zakresach mierzonych temperatur $0 \div 100^{\circ}\text{C}$ oraz $0 \div 1000^{\circ}\text{C}$ z dokładnością pomiaru $\pm 2^{\circ}\text{C}$, kompensację temperatury wolnych końców, linearyzację charakterystyk statycznych zdefiniowanych przez PN-EN 60584-1 1997, filtrację cyfrową szumu i zakłóceń zewnętrznych. Dokładność pomiaru może być mniejsza, jeżeli system pracuje z czujnikami, dla których nie był kalibrowany.

Do określenia chwili przeprowadzenia identyfikacji zastosowano opisany wcześniej detektor Hägglanda z nastawami jak na rys.2, a następnie przeprowadzono identyfikację metodą LMS, otrzymując następującą transmitancję korektora pomocniczego:

$$G_{Ac}(z) = \frac{0.22837(z - 0.9935)(z + 0.6080)}{(z - 0.9974)(z - 0.5517)}. \quad (24)$$

Aby zmniejszyć prawdopodobieństwo przyjęcia modelu oddziałującego niekorzystnie na jakość przetwarzania toru czujnik główny - korektor główny, należy zbadać istotność otrzymanego modelu stosując możliwie wiele kryteriów oceny. Można bazować np. na właściwościach użytej metody identyfikacji oraz ocenie parametrów na podstawie wiedzy o stosowanej klasie modeli dynamiki. W przypadku omawianym w eksperymencie przydatna jest informacja o spodziewanym położeniu zer i biegunów dyskretnej transmitancji korektora pomocniczego. Dla liniowych modeli ciągłych zakłada się najczęściej, że dynamikę czujnika modeluje człon inercyjny I lub II rzędu. Otrzymuje się więc ujemne, rzeczywiste pierwiastki równania charakterystycznego. Przyjmując wzajemną odpowiedniość biegunów modelu ciągłego i dyskretnego można sformułować warunek konieczny, który musi spełnić wyznaczony model korektora pomocniczego, aby uznać otrzymane wyniki identyfikacji za poprawne.

Brzmi on następująco:

W1: wszystkie zera i bieguny dyskretnej transmitancji korektora pomocniczego leżą wewnątrz okręgu jednostkowego na płaszczyźnie zmiennej z .

Zera i bieguny otrzymanej transmitancji (24) spełniają powyższy warunek.

Metoda najmniejszych kwadratów charakteryzuje się niskim nakładem obliczeniowym, co wpływa korzystnie na „odporność” algorytmu. Otrzymane z identyfikacji parametry $\theta^*(n)$ są estymatorami nieznanych rzeczywistych parametrów dynamiki $\theta_0(n)$ obiektu, tu: czujników, gdyż spełniają warunek zgodności i nieobciążoności estymatora [4], jeżeli:

W2: istnieje macierz odwrotna $[E\varphi(i)\varphi^T(i)]^{-1}$,

W3: $\varepsilon(i)$ jest realizacją szumu białego o zerowej średniej.

Spełnienie warunku W2 wymaga odpowiedniego pobudzenia badanego obiektu, co zapewnia opisany wcześniej detektor trendu. Na badaniu właściwości statystycznych reszty $\varepsilon(i)$ opiera się między innymi test autokorelacji sprawdzający istotność warunku W3. Ponieważ w praktyce dysponuje się ciągiem M próbek reszt $\varepsilon(i)$, gdzie $i=1,2,\dots,M$, konstruuje się estymator funkcji autokorelacji w postaci:

$$\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(k) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M-k} \varepsilon(i+k)\varepsilon(i) \begin{matrix} \rightarrow \delta^2 & k=0 \\ \rightarrow 0 & k \neq 0 \end{matrix} \Leftrightarrow \begin{matrix} k=0 \\ k \neq 0 \end{matrix} \wedge M \rightarrow \infty \quad (25)$$

Do celów testowych często dokonuje się normalizacji, otrzymując tzw. znormalizowaną funkcję autokorelacji, której wartości dla poszczególnych k można traktować jak zmienną losową o rozkładzie normalnym. Zachodzi więc:

$$\sqrt{M} \hat{R}_{norm}(k) = \sqrt{M} \frac{\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(k)}{\hat{R}_{\varepsilon\varepsilon}(0)} \rightarrow N(0,1). \quad (26)$$

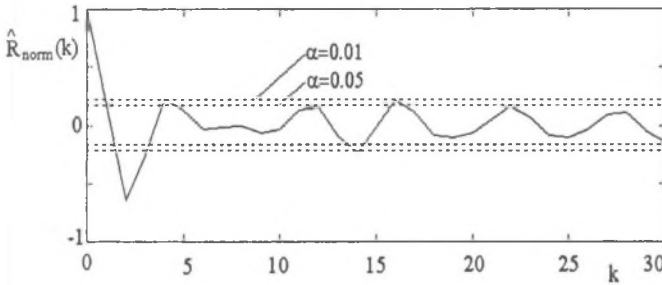
Ostatecznie więc, jeśli:

$$|\hat{R}_{norm}(k)| \leq 2.58 / \sqrt{M}, \quad \text{dla } \alpha=0.01, \quad (27a)$$

$$\left| \hat{R}_{norm}(k) \right| \leq 1.96 / \sqrt{M}, \quad \text{dla } \alpha=0.05, \quad (27b)$$

to można uznać, że zachodzi warunek W3 z nieznanym ryzykiem lub odrzucić z prawdopodobieństwem błędu $\alpha=0.01$ lub odpowiednio $\alpha=0.05$. Ponieważ ze wzrostem błędu α maleje ryzyko przyjęcia modelu dynamiki nie spełniającego warunku W3, w teście zaleca się więc stosowanie zależności (27b). Analizując wyniki przedstawione na rys. 5 można zauważyć, że znormalizowany wskaźnik $\hat{R}_{norm}(k)$ mieści się, dla dużych k , w wyznaczonym przedziale ufności z prawdopodobieństwem błędu na poziomie $\alpha=0.01$. Pozwala to uznać wyznaczony model dynamiki korektora pomocniczego za prawidłowy i bezpieczny.

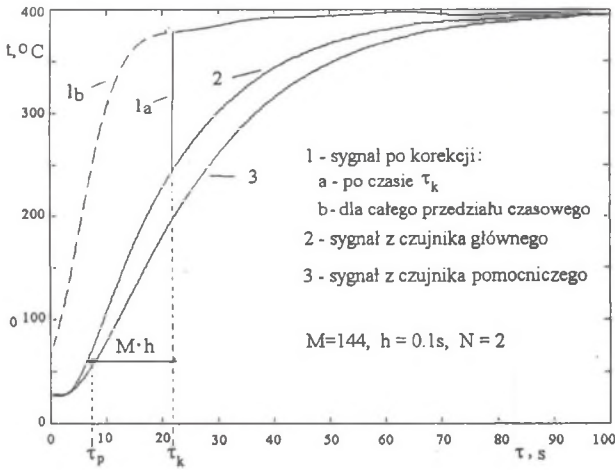
W związku z tym po czasie τ_k w eksperymencie załączono korektor główny i otrzymano ocenę wartości nieznannej, mierzonej temperatury, co przedstawiono na rys.6. Widoczny efekt korekcji jest dość ograniczony, gdyż przyjęto zerowe wartości początkowe parametrów korektora. W systemie pomiarowym do zakończenia bieżącej identyfikacji korektor pracuje z parametrami wyznaczonymi w poprzedniej identyfikacji, więc do czasu τ_k sygnał wyjściowy czujnika głównego powinien być częściowo skorygowany mimo częściowego „odstrojenia” modelu czujnika i korektora, wynikającego z nieliniowości dynamiki procesu.



Rys. 5. Znormalizowana funkcja autokorelacji reszt $\alpha(i)$ dla $k=1,2,\dots,30$

Fig. 5. Normalized autocorrelation function of residues $\alpha(i)$ for $k=1,2,\dots,30$

Krzywa przerywana na rys.6 pokazuje hipotetyczny przebieg estymowanej temperatury przy założeniu stałego, liniowego modelu dynamiki dla całego przedziału temperatury. W początkowym odcinku odpowiedzi skokowej efekt korekcji jest nieznaczny, co świadczy o nieadekwatności modelu w pierwszych chwilach rejestracji. Jest to typowa sytuacja w pomiarach temperatury, w których do tzw. czasu doregulowanego opis procesu wymiany ciepła pomiędzy ośrodkiem a czujnikiem jest bardzo złożony i stosowanie prostych modeli dynamiki nie jest celowe. Niższa jakość korekcji jest także skutkiem mniejszej dokładności rejestracji w początkowym obszarze zakresu pomiarowego toru przetwarzania analogowo-cyfrowego.



Rys. 6. Korekcja dynamiki czujnika głównego w metodzie dwóch czujników – wersja LMS
 Fig. 6. The results of compensation obtained by means of the LMS algorithm in experiment

4. PODSUMOWANIE

Algorytm w wersji LMS jest bardziej uniwersalny niż w wersji RLS, gdyż identyfikacja jest tu przeprowadzana tylko po wykryciu odpowiedniej zmiany wymuszenia występującej w stanach normalnych i awaryjnych. Korektor w tej wersji może być używany ponadto do identyfikacji parametrów dynamiki w zakresie niższych temperatur, np. do 200°C , jeżeli nie dysponuje się czujnikiem wzorcowym do określenia stanu wejścia badanego czujnika. Wyznaczone parametry przyjmuje się za stałe w całym zakresie zmian mierzonej temperatury i przeprowadza się korekcję dynamiki używając tylko jednego czujnika temperatury.

Ponieważ aktualna wartość parametrów korektora w wersji RLS wyznaczana jest jako suma wartości poprzedniej i pewnej poprawki, korektor w tej wersji nie może pracować w zakresie stacjonarnej (ustalonej) temperatury. Korektor ten przeznaczony jest do „nadażnej” korekcji w silnie zmieniających się warunkach pracy czujnika, np. w procesach przemysłowych zachodzących z dużą gwałtownością. Zaletą wersji RLS jest mniejsza złożoność obliczeniowa niż wersji LMS. Nie wydaje się to jednak aż tak istotne w dobie szybkiego rozwoju narzędzi informatycznych. Na obecnym etapie badań nie określono właściwości metrologicznych omawianych algorytmów w aspekcie szacowania jakości korekcji w stanie ustalonym. Będzie to stanowić tematykę przyszłych prac.

LITERATURA

1. Шукшунов В.Е.: Корректирующие звенья в устройствах измерения нестационарной температуры. Библиотека по автоматике, Выпуск 383, Энергия 1970.
2. Minkina W.: Theoretical and experimental identification of the temperature sensor unit step response non-linearity during air temperature measurement. *Sensors and Actuators A*, 78 (1999), p. 81-87.
3. Gryś S., Minkina W.: Adaptive compensation of thermometer dynamics in a two-sensor-system. *Materiały 8th International Symposium on Temperature and Thermal Measurements in Industry and Science TEMPMEKO'2001*, Berlin 2001 (w druku).
4. Söderström T. Stoica P.: *System Identification*. Prentice Hall International, London 1989.
5. Hägglund T.: Adaptive control of systems subject to large parameter changes. *Materiały 9th IFAC World Congress*, vol. 7, Budapeszt 1984, p. 202-207.
6. Rutkowski L.: *Filtry adaptacyjne i adaptacyjne przetwarzanie sygnałów*. WNT, Warszawa 1994.
7. *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, wyd. polskie, tłum. J. Jaworski, GUM, Warszawa 1999.

Recenzent: Dr hab. inż. Tadeusz Skubis, prof. Politechniki Śląskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 1 grudnia 2001

Abstract

Compensation of a measurement sensor dynamics consists in estimation of its input on the basis of its output and the model parameters. In the case of thermometers there exists a strong dynamical nonlinearity that depends on the measured temperature and the way the temperature changes. It results in necessity of continuous identification of the model of the sensor dynamics. Under no assumption about the temporal changes of the temperature, the compensation problem can be solved e.g. in a two-sensor-system with different dynamical parameters. Two versions of the algorithm: classical LMS and RLS were proposed. The compensation algorithm presented in the LMS version finds the parameters of the main compensator, on the basis of the recorded sensors signals. It works theoretically for an arbitrary input. In practice, to ensure suitable performance, the identification procedure should be carried out only when considerable changes of the input are detected. If the identification is carried out too frequently, it can lead to a strong bias of the estimated parameters, especially

when the dynamics of the signals is weak. Therefore appropriate determination of the identification instants is of great importance. In this work the Häggglund detector was used to determine the trend of the main sensor output signal.

In the RLS version, the compensator parameters are calculated as the sum of the previous values plus current correction, the compensator cannot work without excitation. Such situation occurs e.g. when the temperature does not change. This type of the compensator is designed for the “follow-up” compensation in varying conditions, e.g. for rapid thermal processes. The primary advantage of the RLS compensation algorithm is its low computational complexity. The compensator with the LMS identification is more universal and can be applied to control of the nominal temperature changes, because the identification is carried out only when the input changes are detected and the current values of the parameters do not depend on the previous values. The LMS version of the algorithm requires more processing capacity, which is its basic drawback. Theoretical considerations were confirmed by experiment that compensated dynamics of a shielded thermocouple by means of an auxiliary, also shielded, thermocouple of worse dynamical properties. The methods discussed in this paper, after some adaptations, can be used in measurements of other physical quantities.