

Adam ŻUCHOWSKI
Instytut Automatyki Przemysłowej
Politechnika Szczecińska

NIETYPOWE PROCEDURY KOREKCJI DYNAMIKI TORÓW POMIAROWYCH

Streszczenie. Omówiono procedury obliczeniowe odtwarzania sygnału wejściowego toru pomiarowego wykorzystujące uproszczone modele dynamiki toru tworzone na bazie rozwinięcia funkcji podcałkowej splotu w szereg Taylora. Wykazano możliwość stosowania takich procedur w warunkach słabych nieliniowości toru oraz przy stosowaniu torów równoległych o różnych własnościach dynamicznych.

NON-STANDARD PROCEDURES FOR DYNAMICS CORRECTION OF MEASUREMENT SYSTEMS

Summary. The specific calculation procedures for recovery of measuring system input signal have been discussed. The all presented procedures base on expansion of integrand of convolution integral in Taylor's series. The proposed procedures are useful in case of linear and „weakly” non-linear dynamics of a measuring system and can be adjusted for measuring process realised by means of a single measuring system as well as for more complicated measuring algorithm realised by two measuring systems with different dynamical properties.

1. WSTĘP

Tak zwane „korektory dynamiki” tworzono dawniej jako analogowe człony sytuowane z zasady na wejściu toru pomiarowego. Rozwój techniki cyfrowej zmienił sytuację w sposób radykalny: w roli analogowych korektorów stosuje się odpowiednie procedury obliczeniowe

przekształcające sygnał wyjściowy toru, co formalnie odpowiada usytuowaniu korektora na wyjściu toru pomiarowego, a w istocie jest metodą odtwarzania stanu wejścia toru na podstawie obserwacji stanu jego wyjścia [1].

Szczególne znaczenie posiadają metody odtwarzania stanu wejścia toru „na bieżąco” [2], a więc z minimalnym czasem opóźnienia wyniku obliczeń względem chwili bieżącej, koniecznym do ich wykonania. W literaturze pojawiły się także prace proponujące wykorzystanie przy odtwarzaniu wejścia kilku (zwykle dwóch) torów pomiarowych o niejednakowej dynamice [3, 4, 5]. Specyficzne możliwości stwarzają tu uproszczone modele dynamiki tworzone na bazie rozwinięcia funkcji podcałkowej splotu w szereg Taylora [6]. Prowadzą one do stosunkowo prostych procedur obliczeniowych przy niewielkim wpływie zakłóceń występujących na wyjściu toru [7], wymagają jednak pewnego czasu na zgromadzenie niezbędnych danych, rosnącego w sposób ograniczony ze wzrostem bieżącego czasu t , należą więc do metod pośrednich między odtwarzaniem „na bieżąco” i odtwarzaniem „wsadowym”. Dla wolnozmiennych sygnałów wejściowych takie metody odtwarzania stanu wejścia są stosunkowo dokładne. Wobec możliwości ich stosowania także w przypadku słabych nieliniowości wydają się one godne uwagi i zostaną omówione.

2. UPROSZCZONE MODELE DYNAMIKI TWORZONE W OPARCIU O SZEREGI CZASOWE

Założymy, że charakterystyka impulsowa toru pomiarowego o liniowej dynamice posiada postać $k(t)$, a przy zerowych warunkach początkowych reakcję toru $y(t)$ na sygnał wejściowy $x(t)$ opisuje splot:

$$y(t) = \int_0^t k(v)x(t-v)dv. \quad (1)$$

Rozwijając funkcję $x(t-v)$ w szereg Taylora w otoczeniu chwili t i oznaczając:

$$m_i(t) = \int_0^t v^i k(v)dv \quad (2)$$

otrzymuje się szereg czasowy:

$$y(t) = m_0(t)x(t) - \frac{1}{1!}m_1(t)x^{(1)}(t) + \frac{1}{2!}m_2(t)x^{(2)}(t) + \dots + (-1)^i \frac{1}{i!}m_i(t)x^{(i)}(t) + \dots, \quad (3)$$

zbieżny dla krótkiego horyzontu czasowego, a także dla „gładkiego” sygnału $x(t)$ (o malejącym udziale wyższych pochodnych) przy dowolnym horyzoncie, przy tym dopuszczalny jest skok sygnału $x(t)$ w chwili $t = 0$.

Zamiast zależności (3) można przyjąć uproszczony model $y_m(t)$ o postaci:

$$y_m(t) = \sum_{i=1}^n a_i(t)x[t - t_i(t)], \quad (4)$$

a jego parametry wyznaczać z układu równań:

$$\begin{vmatrix} I & I & \dots & I \\ t_1(t) & t_2(t) & & t_n(t) \\ t_1^2(t) & t_2^2(t) & & t_n^2(t) \\ t_1^3(t) & t_2^3(t) & & t_n^3(t) \\ \dots & \dots & & \dots \\ t_1^r(t) & t_2^r(t) & & t_n^r(t) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} a_1(t) \\ a_2(t) \\ a_3(t) \\ a_4(t) \\ \dots \\ a_{r+1}(t) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} m_0(t) \\ m_1(t) \\ m_2(t) \\ m_3(t) \\ \dots \\ m_r(t) \end{vmatrix} \quad (5)$$

przy tym liczba składników n i ewentualnie zerowa wartość pierwszego z opóźnień $t_1(t) = 0$ mogą być przyjmowane arbitralnie.

Nie wiadomo czy układ równań (5) jest rozwiązywalny dla dowolnego n . Stosunkowo prosto dają się wyznaczyć parametry $a_i(t)$ i $t_i(t)$ następujących czterech modeli:

$$\begin{aligned} Y_{m1}(t) &= m_0(t)x(t), \\ Y_{m2}(t) &= m_0(t)x[t - t_1(t)], \quad t_1(t) = \frac{m_1(t)}{m_0(t)}, \\ Y_{m3}(t) &= a_1(t)x(t) + a_2(t)x[t - t_1(t)], \quad t_1(t) = \frac{m_2(t)}{m_1(t)}, \\ a_1(t) &= m_0(t) - \frac{m_1^2(t)}{m_2(t)}, \quad a_2(t) = \frac{m_1^2(t)}{m_2(t)}, \\ Y_{m4}(t) &= a_1(t)x[t - t_1(t)] + a_2(t)x[t - t_2(t)], \\ t_2^2(t)[m_1^2(t) - m_0(t)m_2(t)] + t_2(t)[m_0(t)m_3(t) - m_1(t)m_2(t)] + [m_2^2(t) - m_1(t)m_3(t)] &= 0, \\ t_1(t) &= \frac{m_1(t)t_2(t) - m_2(t)}{m_0(t)t_2(t) - m_1(t)}, \quad a_1(t) = \frac{m_0(t)t_2(t) - m_1(t)}{t_2(t) - t_1(t)}, \\ a_2(t) &= m_0(t) - a_1(t), \end{aligned} \quad (6)$$

przy tym jako $t_2(t)$ należy przyjmować większe z dwu rozwiązań równania kwadratowego, a modele $Y_{m2}(t)$, $Y_{m3}(t)$ i $Y_{m4}(t)$ mogą być stosowane pod warunkiem $t_1(t) \leq t$ oraz $t_2(t) \leq t$. Błędy tych modeli mogą być oszacowane na podstawie zależności:

$$D_{mi}(t) \approx R_{mi}(t)x^{(i)}(t), \quad (7)$$

przy tym współczynniki wrażliwości $R_{mi}(t)$ są funkcjami momentów $m_0(t)$, $m_1(t)$... $m_i(t)$ wyznaczanych ze wzorów (2). W szczególności: $R_{m1}(t) = -m_1(t)$,

$$R_{m2}(t) = 0.5[m_2(t) - m_0(t)m_1^2(t)], \quad R_{1,2}(t) = 0.5[m_{12}(t)m_{21}(t) - m_{11}(t)m_{22}(t)],$$

$$R_w(t) = \frac{1}{6}R_{m22}(t)\{m_{32}(t) - m_{12}^3(t)m_{02}^{-2}(t)\} - \frac{1}{6}R_{m21}(t)\{m_{31}(t) - m_{11}^3(t)m_{01}^{-2}(t)\}.$$

3. PROCEDURY KOREKCYJNE

Uproszczone modele (6) wyznaczają procedury korekcyjne do odtworzenia stanu wejścia toru z błędami zależnymi zarówno od błędów modelu (7), jak i obecności zakłóceń $z(t)$ w sygnale wyjściowym toru. Przypadki wykorzystania dwóch torów pomiarowych o niejednakowej dynamice wymagają specyficznego traktowania, dlatego też procedury możliwe do zastosowania w tych przypadkach należy omówić oddzielnie.

3.1. Procedury korekcyjne przy jednym torze pomiarowym

Zakładając obecność zakłóceń $z(t)$ oraz stosując model uproszczony $Y_{m1}(t)$ otrzymuje się:

$$x_k(t) = \frac{y(t)}{m_0(t)} + \frac{z(t)}{m_0(t)} - \frac{R_{m1}(t)}{m_0(t)} x^{(1)}(t). \quad (8)$$

Ponieważ $R_{m1}(t) = -m_1(t)$, zatem błąd odtwarzania zależny od $x^{(1)}(t)$ jest pomijalnie mały tylko dla krótkich czasów, wtedy jednak procedura odtwarzania stanu wejścia jest wrażliwa na zakłócenia, a wrażliwość ta wyraża się wzorem $W_z(t) = m_0(t)^{-1}$. Wynika stąd, że taki model może być stosowany tylko w wyjątkowych przypadkach (małe zakłócenia, krótki czas t).

Stosując model uproszczony $Y_{m2}(t)$ otrzymuje się:

$$x_k(t) = \frac{y[t+t_1(t)]}{m_0[t+t_1(t)]} + \frac{z[t+t_1(t)]}{m_0[t+t_1(t)]} - \frac{R_{m2}[t+t_1(t)]}{m_0[t+t_1(t)]} x^{(2)}[t+t_1(t)]. \quad (9)$$

Wrażliwość na zakłócenia przy odtwarzaniu sygnału $x(t)$ jest tu mniejsza niż dla modelu $Y_{m1}(t)$ gdyż $m_0[t+t_1(t)] > m_0(t)$. Dla krótkich czasów błąd zależny od $x^{(2)}(t)$ jest pomijalny i model ten może być z powodzeniem stosowany bądź jako model „startowy” dla krótkich t , bądź nawet jako model właściwy dla sygnałów gładkich. Warto zauważyć, że wprowadza on pewne opóźnienie $t_1(t)$ przy odtwarzaniu stanu wejścia. Dla torów pomiarowych o dynamice rzędu m dla krótkich czasów opóźnienie to wynosi $t_1(t) = \frac{m}{m+1}t$, natomiast w stanie ustalonym określone jest zależnością:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} t_1(t) = -\frac{K^{(1)}(0)}{K(0)}, \quad (10)$$

gdzie $K(s)$ jest transmitancją toru pomiarowego. Tym samym odtwarzanie stanu wejścia stanowi typ pośredni między metodami „na bieżąco” i metodami „wsadowymi”.

Stosując model uproszczony $Y_{m3}(t)$ otrzymuje się:

$$x_k(t) + \frac{a_2(t)}{a_1(t)} x_k[t-t_1(t)] = \frac{y(t)}{a_1(t)} + \frac{z(t)}{a_1(t)} - \frac{R_{m3}(t)}{a_1(t)} x^{(3)}(t). \quad (11)$$

W tym przypadku procedurę odtwarzania określa równanie różnicowe, a dla jego numerycznej stabilności konieczne jest spełnienie warunku

$$\left| \frac{a_2(t)}{a_1(t)} \right| \leq a < 1 \quad (12)$$

przy dostatecznie małym a . Warunku tego zwykle nie daje się spełnić i tym samym model $Y_{m3}(t)$ nie może być stosowany do odtwarzania stanu wejścia toru.

W przypadku modelu uproszczonego $Y_{m4}(t)$ spełniona jest nierówność $t_1(t) < t_2(t) < t$ oraz warunek (12) – przynajmniej dla niektórych typów torów pomiarowych (inercja pierwszego rzędu – termometria) i tym samym model ten może być wykorzystany w praktyce. W celu zmniejszenia wrażliwości na zakłócenia w początkowym etapie (krótkie czasy) można wykorzystać model $y_{m2}(t)$ jako „startowy”, a następnie posługiwać się już modelem $Y_{m4}(t)$, gdy współczynnik $a_1(t)$ jest dostatecznie duży. Uzależnienie błędu odtwarzania dopiero od czwartej pochodnej sygnału $x(t)$ sprawia, że model ten jest bardzo korzystny, zdecydowanie lepszy od modelu $Y_{m2}(t)$.

3.2. Procedury korekcyjne przy wykorzystaniu dwóch torów pomiarowych

Korekcja ma na celu poprawę dynamiki toru pomiarowego, należy więc założyć, że pierwszy (umownie) tor pomiarowy posiada własności dynamiczne zdecydowanie lepsze od toru drugiego, stanowiącego układ pomocniczy. Oznaczając symbolem $m_{11}(t)$ momenty pierwszego toru, a symbolem $m_{12}(t)$ momenty drugiego toru otrzymujemy związki:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= m_{01}(t)x(t) - m_{11}(t)x^{(1)}(t) + \frac{1}{2}m_{21}(t)x^{(2)}(t) - \dots, \\ y_2(t) &= m_{02}(t)x(t) - m_{12}(t)x^{(1)}(t) + \frac{1}{2}m_{22}(t)x^{(2)}(t) - \dots \end{aligned} \quad (13)$$

Można teraz utworzyć odpowiednią liniową kombinację sygnałów $y_1(t)$ i $y_2(t)$ niezależną od $x^{(1)}(t)$:

$$y_1(t)m_{12}(t) - y_2(t)m_{11}(t) = x(t)[m_{01}(t)m_{12}(t) - m_{02}(t)m_{11}(t)] + R_{1,2}(t)x^{(2)}(t) + \dots \quad (14)$$

i odtwarzać sygnał $x(t)$ przy wykorzystaniu (14) z błędem zależnym od drugiej pochodnej $x^{(2)}(t)$ przy wrażliwości $R_{1,2}(t)$, co odpowiada wykorzystaniu modeli $Y_{m1}(t)$. Łatwo sprawdzić, że wrażliwość na zakłócenia wzrasta w tym przypadku dla krótkich t o rząd wielkości w stosunku do procedury z jednym torem, toteż użycie drugiego toru nie przynosi tu korzyści.

Sytuacja zmienia się radykalnie, jeśli wykorzystywać uproszczone modele $Y_{m2}(t)$:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= m_{01}(t)x[t - t_{11}(t)] + R_{m,2,1}(t)x^{(2)}(t) + \dots, \\ y_2(t) &= m_{02}(t)x[t - t_{12}(t)] + R_{m,2,2}(t)x^{(2)}(t) + \dots \end{aligned} \quad (15)$$

i operować taką liniową kombinacją $y_1(t)$ i $y_2(t)$, by uniezależnić ją od drugiej pochodnej $x^{(2)}(t)$:

$$y_1(t)R_{m2,2}(t) - y_2(t)R_{m2,1}(t) = m_{01}(t)R_{m2,2}(t)x[t - t_{11}(t)] - \\ - m_{02}(t)R_{m2,1}(t)x[t - t_{12}(t)] + R_w(t)x^{(3)}(t) + \dots \quad (16)$$

Ponieważ drugi tor pomiarowy jest „gorszy dynamicznie” od pierwszego, zatem $t_{12}(t) > t_{11}(t)$ oraz $R_{m2,2}(t) > R_{m2,1}(t)$ i tym samym wzór (16) należy traktować jak równanie różnicowe do wyznaczenia $x(t)$, stabilne numerycznie, przy tym model $Y_{m2}(t)$ „lepszego” toru można traktować jako startowy. Wrażliwość na zakłócenia jest przy takim rozwiązaniu podobna do modelu $Y_{m2}(t)$, a błędy odtwarzania zależą dopiero od trzeciej pochodnej sygnału $x(t)$.

Wykorzystanie modeli $Y_{m3}(t)$ w podobny sposób prowadzi do równań różnicowych niestabilnych numerycznie, a wykorzystanie modeli $Y_{m4}(t)$ prowadzi do zależności bardzo złożonych o wątpliwej stabilności numerycznej. Ostatecznie zasadne wydaje się stosowanie modeli uproszczonych $Y_{m2}(t)$ i $Y_{m4}(t)$ przy pojedynczym torze pomiarowym lub modeli $Y_{m2}(t)$ przy dwóch torach pomiarowych z wykorzystaniem modeli startowych $Y_{m2}(t)$.

4. PROCEDURY KOREKCYJNE W WARUNKACH TORÓW POMIAROWYCH O SŁABYCH NIELINIOWOŚCIACH

Założmy, że dynamikę toru pomiarowego opisuje równanie różniczkowe pierwszego rzędu:

$$T \left[1 + f(y) \frac{dy}{dt} \right] + y + g(y) = x, \quad (17)$$

przy czym $f(y)$ i $g(y)$ są „słabymi” nieliniowościami o niewielkim udziale w formowaniu dynamiki. Zapisując równanie (17) w postaci:

$$T \frac{dy}{dt} + y = x - g(y) - f(y)T \frac{dy}{dt} \quad (18)$$

oraz przyjmując przybliżenie:

$$T \frac{dy}{dt} \approx x - y \quad (19)$$

otrzymuje się:

$$T \frac{dy}{dt} + y \approx x [1 - f(y)] + yf(y) - g(y). \quad (20)$$

Prawa strona związku (20) nie zawiera pochodnych trudnych do wyznaczenia. Wykorzystując model uproszczony $Y_{m2}(t)$ otrzymuje się:

$$y(t) = m_0(t) \{ x [t - t_1(t)] [1 - f\{y[t - t_1(t)]] \} + U\{y[t - t_1(t)]\} \}, \quad (21)$$

gdzie $U(y) = yf(y) - g(y)$.

Równanie (21) lub podobne uzyskane przy wykorzystaniu modelu $Y_{m4}(t)$ może służyć do odtwarzania stanu wejścia toru pomiarowego. Zastosowanie takiej metody jest możliwe także w innych szczególnych przypadkach, jeśli nieliniowość występuje wyłącznie w postaci funkcji $g(y)$ lub przy zastosowaniu dekompozycji równań rzędów wyższych niż pierwszy. Wobec uproszczenia (19) metoda taka nie może być stosowana w warunkach silnych nieliniowości.

5. SYMULACJE EKSPERYMENTÓW

Przyjęto, że eksperymentujący ma do dyspozycji dwa czujniki pomiarowe (np. termometry) o identycznych charakterystykach statycznych, inercji pierwszego rzędu i stałych czasowych $T_1 = 1$ sek., $T_2 = 2$ sek. Dynamika czujników jest znana, sygnał wejściowy posiada postać:

$$X(t) = 1 + \cos 0.5t,$$

a obserwowany sygnał wyjściowy $y(t)$ jest obciążony pseudolosowym zakłóceniem o amplitudzie nie przekraczającej wartości 0.02 i częstotliwości zawartej w paśmie $f = 0.8 \dots 3$ Hz jednakowym we wszystkich symulowanych eksperymentach. Dla transmitancji:

$$K(s) = \frac{1}{1 + sT}$$

momenty $m_i(t)$ dane są wzorami:

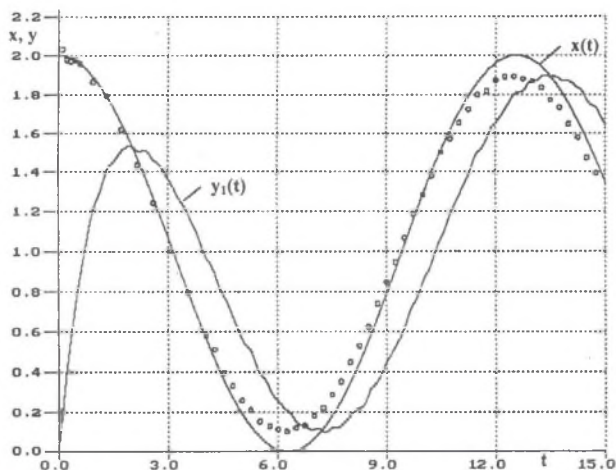
$$m_i(t) = i!T^i \left\{ 1 - \sum_{j=0}^i \frac{1}{j!} \left(\frac{t}{T} \right)^j \exp\left(-\frac{t}{T}\right) \right\}$$

lub też:

$$m_i(t) = i!T^i h_{i+1}(t),$$

gdzie $h_i(t)$ jest charakterystyką skokową elementu inercyjnego rzędu „i” o stałych czasowych jednakowych i równych T .

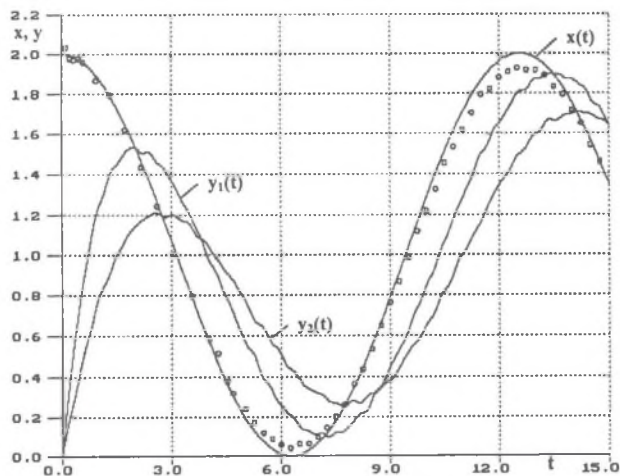
Wyniki odtwarzania stanu wejścia toru pomiarowego przy wykorzystaniu modelu $Y_{m2}(t)$ i czujnika o stałej czasowej T_1 przedstawia rys. 1. Czas opóźnienia $t_1(t)$ zmienia się w tym przypadku od $0.5t$ do T_1 . Do wyznaczenia wartości $x_k(t)$ potrzebna jest wartość $y[t+t_1(t)]$ i tym samym opóźnienie uzyskania wyniku $x_k(t)$ jest nie mniejsze od $t_1(t)$. Na rysunku zamieszczono wykresy przebiegów $x(t)$, $x_k(t)$ (linia punktowana), $y_z(t)$ dla $T = T_1$, oraz $y_z(t)$ dla $T = T_2$. Widoczny jest wyraźnie wpływ zakłóceń na początku procesu odtwarzania (dla niewielkich t) oraz błąd zależny do $x^{(2)}(t)$ zgodnie ze wzorem (9).



Rys. 1. Wyniki odtwarzania sygnału wejściowego toru pomiarowego przy wykorzystaniu modelu $Y_{m2}(t)$ i pojedynczego czujnika

Fig. 1. The recovery of measuring system input signal in case of model $Y_{m2}(t)$ and application of algorithm basing on a single measuring sensor

Wyniki odtwarzania stanu wejścia toru pomiarowego przy wykorzystaniu obu czujników pomiarowych i modelu $Y_{m2}(t)$ jako „startowego” pokazano na rys. 2. Błędy odtworzenia sygnału $x_k(t)$ są tu nieco mniejsze, lecz opóźnienie uzyskania wyniku dla dużych t jest nie mniejsze od T_2 , a więc dwukrotnie większe niż w poprzednim przykładzie.



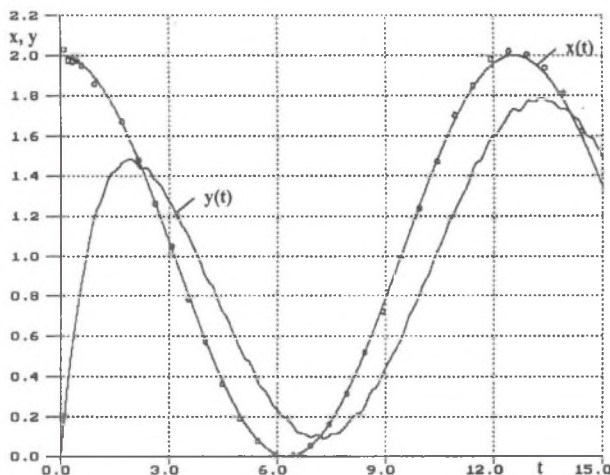
Rys. 2. Wyniki odtwarzania sygnału wejściowego toru pomiarowego przy wykorzystaniu modelu $Y_{m2}(t)$ i dwóch czujników

Fig. 2. The recovery of measuring system input signal in case of model $Y_{m2}(t)$ and application of algorithm basing on two measuring sensors

W trzecim symulowanym eksperymencie przyjęto, że dynamikę toru pomiarowego opisuje nieliniowe równanie różniczkowe 1 rzędu:

$$(1 - 0,05y^2) \frac{dy}{dt} + y + 0,05y^2 = x(t)$$

o „słabych” nieliniowościach $f(y)$ i $g(y)$ jak w (17), a przy odtwarzaniu stanu wejścia toru (w tych samych co poprzednio warunkach) wykorzystano model $Y_{m4}(t)$ i jako „startowy” model $Y_{m2}(t)$.



Rys. 3. Wyniki odtwarzania sygnału wejściowego toru pomiarowego przy wykorzystaniu modelu $Y_{m4}(t)$ i pojedynczego czujnika

Fig. 3. The recovery of measuring system input signal in case of model $Y_{m4}(t)$ and application of algorithm basing on a single measuring sensor

Wyniki odtwarzania (linia kropkowana) pokazano na rys. 3 razem z wykresami przebiegów $x(t)$ i $y(t)$. Błędy odtwarzania są tu zdecydowanie mniejsze niż w poprzednich przykładach, ale opóźnienie w uzyskaniu wyniku rośnie do blisko 3.5-krotnej wartości stałej czasowej, a procedury odtwarzania są nieco bardziej złożone.

6. PODSUMOWANIE

Przeprowadzone eksperymenty symulacyjne dowodzą przydatności proponowanych metod odtwarzania stanu wejścia toru pomiarowego – przynajmniej w warunkach gładkich sygnałów wejściowych i dynamiki toru o niskim rzędzie. Procedury odtwarzania są stosunkowo proste i mogą być stosowane także przy istnieniu zakłóceń. Wadą metody jest konieczność znajomości dynamiki toru i opóźnienie wyników odtwarzania w stosunku do chwili bieżącej, jej zaletą – możliwość odtwarzania także przy „słabych” nieliniowościach dynamiki.

LITERATURA

1. Morawski R.Z.: Metody odtwarzania sygnałów pomiarowych. Monografia Nr 1. Metrologia i Systemy Pomiarowe. Politechnika Warszawska, Warszawa 1989.
2. Jakubiec J.: Bieżące programowe odtwarzanie wartości chwilowych dynamicznych przebiegów wejściowych nieliniowych przetworników pomiarowych. Monografia. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, s. Elektryka z. 111, Gliwice 1988.
3. Nabelec J.: Metoda wyznaczania „w ciemno” współczynników modelu dynamiki toru pomiarowego – wersja całkowita. Materiały X Sympozjum „Modelowanie i symulacja systemów pomiarowych”, Krynica 2000, s. 21-28.
4. Gryś S., Minkina W.: Korekcja adaptacyjna dynamiki termoelementu w metodzie dwóch czujników. XI Sympozjum „Modelowanie i symulacja systemów pomiarowych.” Krynica 2001.
5. Minkina W.: Analyse ausgewählter Methoden der korrektur der dynamischen Kennlinien von termometrischen Fühlern. Messen, Prüfen, Automatisieren 7/8 1987.
6. Żuchowski A.: O przechodzeniu wolnozmiennych sygnałów przez układy liniowe. PAK Nr 2/1982, s. 54.
7. Żuchowski A.: Wykorzystanie uproszczonych modeli dynamiki na bazie splotu do odtwarzania przebiegów sygnałów w torze pomiarowym. Metrologia i Systemy Pomiarowe 4/1999, s. 401-414.

Recenzent: Dr hab. inż. Edward Layer, prof. Politechniki Krakowskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 1 grudnia 2001

Abstract

At present the tasks realised previously by „correctors of dynamics” forming signals for measurement systems are executed by application of calculation procedures transforming measurement system output signal. The specific possibilities arise by using simplified models of dynamics (6) created on the basis of expansion of integrand of convolution integral in Taylor’s series (3). The above expansion yields the relatively simple calculation procedures adjusted to measuring process realised by a single measuring system (8), (9), (11) as well as by two parallel measuring sub-systems (16). The procedure (9) is advised as „starting” one for the both mentioned types of algorithms. It allows correcting the dynamics of system, also if a measuring system can be modelled by inertia of the first order coupled up with element representing the „weak” non-linearity (17). The presented results of simulation fully confirm the usefulness of the considered methods for practical purposes. The delay of correction result in relation to the current moment can be treated as a disadvantageous feature of the method.