ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2002
Seria: AUTOMATYKA z. 136 Nr kol. 1556

Ryszard GESSING
Politechnika Śląska

CZY MODELE Z OPERATOREM DELTA SĄ RZECZYWIŚCIE LEPSZE DLA MAŁYCH OKRESÓW PRÓBKOWANIA?

Streszczenie. W pracy zauważono, że przewaga modeli z operatorem delta (OD) nad modelami z operatorem przesunięcia (OP), dla małych czasów próbkowania, dotyczy tylko zapisu współczynników modelu i obliczeń analitycznych. Zauważono także, że w symulacjach umożliwiających otrzymanie odpowiedzi czasowej wyjścia dla dowolnego wejścia, jak również w identyfikacji modeli przy ograniczonej dokładności pomiarów przewaga modeli OD nad modelami OP nie występuje. Te spostrzeżenia mają istotne znaczenie, ponieważ wymienione problemy symulacji i identyfikacji są ważne dla zastosowań.

WHETHER THE DELTA OPERATOR MODELS ARE REALLY BETTER FOR SMALL SAMPLING PERIODS

Summary. It is noted that the superiority of the delta operator (DO) models over the shift operator (SO) ones, for small sampling periods, concerns only the recording of the model coefficients and some analytical calculations. It is also noted that in the simulations, making it possible to obtain the time response of the output for any input, as well as in the model identification under limited measurement accuracy, the superiority of the DO over SO models, for small sampling periods, disappears. These observations have an essential meaning since the mentioned problems of simulation and identification are important for applications.

1. Wprowadzenie

Obecnie większość układów sterowania posiada regulatory realizowane na mikroprocesorach. W tym przypadku zarówno parametry, jak i sygnały regulatora są zapisywane przy wykorzystaniu arytmetyki ze skończoną długością słowa (SDS) cyfrowego. W związku z tym występują dwa rodzaje błędów: pierwsze związane ze SDS stosowaną do zapisu współczynników modelu regulatora i drugie związane z zaokrąglaniem, mającym miejsce

przy zapisie sygnałów regulatora. Dodatkowe błędy pochodzą od zaokrąglania z realizacji ze SDS przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych.

Efekty związane ze SDS były głównie badane w związku z realizacją filtrów cyfrowych. Efektom związanym ze SDS poświęcono natomiast znacznie mniej uwagi w literaturze poświęconej sterowaniu. Do wyjątków należy książka Geversa i Li [2], gdzie w dwóch rozdziałach zostały opisane problemy sterowania przy uwzględnieniu efektów związanych ze SDS, a także podane zostały nowe wyniki. W [2] skupia się uwagę na wyborze struktury modelu regulatora realizowanego przy SDS, dla którego oba powyżej wymienione błędy przyjmują wartości minimalne.

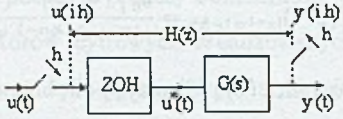
Wymagania dotyczące jakości sterowania skłaniają do stosowania względnie małego okresu próbkowania. Wiadomo, że wtedy stosowanie SDS cyfrowego prowadzi do niedokładnego zapisu transmitancji dyskretnej bazującej na transmitancji Z (tzn. modelu z operatorem przesunięcia (OP). W związku z tym Middleton i Goodwin w [4], aby poprawić dokładność opisu układów dyskretnych w czasie (DT) używają modeli z operatorem delta (OD). Podkreślają oni, że te ostatnie modele mają lepsze własności numeryczne dla małych okresów próbkowania niż modele OP. Przyczyna takiego stanu rzeczy została wyjaśniona w [1], gdzie zaproponowana została metoda oceny długości słowa potrzebnego do zapisu parametrów modeli OP. W pracy [3] wskazuje się natomiast na przewagę modeli OD w przypadku ich identyfikacji przy małym okresie próbkowania.

W niniejszej pracy podważany jest powszechnie uznawany pogląd o przewadze modeli OD w stosunku do modeli OP. Zauważa się tutaj, że ta przewaga dotyczy tylko zapisu współczynników modeli oraz tak zwanych obliczeń analitycznych. Te ostatnie obliczenia są mniej znaczące z punktu widzenia zastosowań. Zauważa się także, że w procesach symulacji umożliwiających wyznaczenie wyjścia modelu dla dowolnego wejścia, jak również w procesach identyfikacji przeprowadzonej przy skończonej dokładności pomiarów ta przewaga nie występuje. Wydaje się, że wymienione procesy symulacji i identyfikacji mają istotne znaczenie w zastosowaniach.

Wkład pracy polega na pokazaniu, że przewaga modeli OD nad modelami OP, dla małych okresów próbkowania, nie występuje w procesach symulacji wyznaczającej wyjście modelu przy jego dowolnym wejściu, a także w procesach identyfikacji przy skończonej dokładności pomiarów.

2. Modele z operatorem przesunięcia i operatorem delta

Rozważmy układ pokazany na rys.1, składający się z elementu próbkującego, ekstrapolatora zerowego rzędu i liniowego ciągłego w czasie (CT) obiektu G. Obiekt G jest opisany wymierną, ściśle właściwą transmitancją (T).



Rys. 1. Układ dyskretny w czasie
Fig. 1. Discrete-time system

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U^*(s)} = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0 s^m + b_1 s^{m-1} + ... + b_m}{s^n + a_1 s^{n-1} + ... + a_n}, \tag{1}$$

gdzie $U^*(s) = \mathcal{L}[u^*(t)]$, $Y(s) = \mathcal{L}[y(t)]$, $\mathcal{L}$ jest symbolem transformacji Laplace'a; u i y są sygnałami wejścia i wyjścia obiektu G ; $B(s)$ i $A(s)$ są wielomianami stopnia odpowiednio m-tego i n-tego, $m < n$. Rozważany układ dyskretny w czasie (DT) można opisać za pomocą modelu OP o postaci

$$H(z) = \frac{\bar{Y}(z)}{\bar{U}(z)} = \frac{\bar{B}(z)}{\bar{A}(z)} = \frac{\bar{b}_1 z^{n-1} + \bar{b}_2 z^{n-2} + ... + \bar{b}_n}{z^n + \bar{a}_1 z^{n-1} + ... + \bar{a}_n}, \tag{2}$$

gdzie $\bar{U}(z) = \mathcal{Z}[u(ih)]$, $\bar{Y}(z) = \mathcal{Z}[y(ih)]$, $\mathcal{Z}$ jest symbolem transformacji Z; u i y są sygnałami wejścia i wyjścia układu; $i = 0, 1, 2, ...$ jest czasem dyskretnym, a h jest okresem próbkowania; $B(z)$ i $A(z)$ są wielomianami określonymi w (2).

Układ DT pokazany na rys. 1 może być także opisany za pomocą modelu OD określonego na przykład w [4]

$$\hat{H}(\gamma) = H(z)_{|z=1+h\gamma} \tag{3}$$

Uwzględniając to, że $\gamma = (z-1)/h$, model (3) można również nazywać modelem z operatorem delta w przód (ODP). Niechaj

$$\hat{H}(\gamma) = \frac{\hat{b}_1 \gamma^{n-1} + \hat{b}_2 \gamma^{n-2} + ... + \hat{b}_n}{\gamma^n + \hat{a}_1 \gamma^{n-1} + ... + \hat{a}_n} \tag{4}$$

Inną możliwością jest model z operatorem delta wstecz (ODW) zdefiniowany poniżej. Oznaczmy

$$\bar{H}(z^{-1}) = \frac{z^{-n}\bar{B}(z)}{z^{-n}\bar{A}(z)}, \tag{5}$$

gdzie wielomiany $\bar{A}(z)$ i $\bar{B}(z)$ są określone w (2). Wykorzystując ODW $\bar{\gamma} = (1 - z^{-1})/h$ proponujemy następujące określenie modelu ODW

$$\check{H}(\bar{\gamma}) = \bar{H}(z^{-1})_{|z^{-1}=1-h\bar{\gamma}} = \frac{\check{b}_0\bar{\gamma}^n + \check{b}_1\bar{\gamma}^{n-1} + ... + \check{b}_n}{\bar{\gamma}^n + \check{a}_1\bar{\gamma}^{n-1} + ... + \check{a}_n} \tag{6}$$

Oba modele z operatorem delta (4) i (6) mają podobne własności graniczne, mianowicie ich współczynniki dążą do współczynników transmitancji (1) gdy $h \to 0$.

3. Długość słowa potrzebna do zapisu i obliczeń

Modele OD zarówno ODP (4), jak i ODW (5) mają podobne własności i dlatego w dalszych rozważaniach, jeżeli będziemy używali skrótu model OD, będziemy rozumieć model ODP.

Wiadomo, że dla małych okresów próbkowania h może być potrzebna bardzo duża długość słowa cyfrowego do zapisu współczynników modelu OP [2], [1]. Wiadomo także, że w przypadku modeli OD (4), a także (6) potrzebne jest znacznie krótsze słowo cyfrowe do zapisu parametrów tych modeli. Długość słowa cyfrowego potrzebnego do zapisu współczynników modeli OD może być określona podobnie jak w [1].

W związku z tym do obliczeń charakterystyk częstotliwościowych modeli OD w przypadku małych okresów próbkowania h potrzebne jest krótsze słowo cyfrowe niż dla modeli OP.

Ta sama uwaga dotyczy obliczenia przebiegów czasowych wyjścia y modelu, ale tylko w przypadku, gdy wejście u jest opisane za pomocą takich wzorów matematycznych, dla których istnieje rozwiązanie analityczne równania różnicowego (7) opisującego model OD (4). W zastosowaniach ten przypadek jest raczej rzadko spotykany.

4. Symulacja modeli

Gdy sygnał wejścia u nie jest opisany za pomocą wzmiankowanych wyżej wzorów matematycznych, przebieg sygnału wejściowego y modelu można otrzymać za pomocą odpowiednich symulacji. Należy zauważyć, że symulacja jest ważnym narzędziem projektowania układów regulacji.

Należy także zauważyć, że podobne procesy obliczeniowe jak w symulacji są wykonywane przy stosowaniu regulatorów cyfrowych zrealizowanych na mikroprocesorach, w których sygnał wyjściowy musi być wyznaczany na bieżąco dla dowolnego sygnału wejściowego.

W przypadku modelu OP wygodna postać opisu przydatna do symulacji wynika bezpośrednio z równania różnicowego (7) odpowiadającego transmitancji (2).

$$y(ih+nh)+\bar{a}_1 y(ih+nh-1)+...+\bar{a}_n y(ih)=\bar{b}_1 u(ih+nh-1)+...+\bar{b}_n u(ih) \tag{7}$$

Równanie (7) określa formułę rekurencyjną umożliwiającą obliczenie wielkości y w następnej chwili czasu, gdy znamy y w poprzednich chwilach i ciąg wartości u. Podczas symulacji ciąg wartości sygnału wejściowego u zazwyczaj nie jest dany w postaci wzoru matematycznego, lecz wynika z bieżących obliczeń numerycznych. Dlatego też w tym przypadku przebieg y nie może być obliczany za pomocą wzorów określających analityczne rozwiązanie równania (7).

Model OP (7) dla małych h potrzebuje długiego słowa cyfrowego do zapisu współczynników $\bar{a}_j$, $\bar{b}_j$ i do obliczenia przebiegu sygnału wyjściowego y. Jest to znana własność tego modelu. Długość słowa cyfrowego rośnie, gdy h maleje.

W przypadku modelu OD równanie różnicowe odpowiadające transmitancji (4) przybiera postać:

$$\hat{\Delta}^n y(ih)+\hat{a}_1\hat{\Delta}^{n-1}y(ih)+...+\hat{a}_n y(ih)=\hat{b}_1\hat{\Delta}^{n-1}u(ih)+\hat{b}_2\hat{\Delta}^{n-2}u(ih)+...+\hat{b}_n u(ih) \tag{8}$$

Aby obliczyć przebieg sygnału wyjściowego y dla danego u możemy wykorzystać w odpowiedni sposób równanie (8) razem ze wzorami:

$$\begin{aligned} \hat{\Delta}^{j+1}y(ih) &= [\hat{\Delta}^j y(ih+h)-\hat{\Delta}^j y(ih)]\frac{1}{h}, \\ \hat{\Delta}^{j+1}u(ih) &= [\hat{\Delta}^j u(ih+h)-\hat{\Delta}^j u(ih)]\frac{1}{h}, \qquad j=0,1,...,n-1 \end{aligned} \tag{9}$$

Dokładniej, z równania (8) obliczamy $\hat{\Delta}^n y(ih)$, a z pierwszej zależności (9) obliczamy $\hat{\Delta}^j y(ih+h)$, $j = 0, 1, ..., n-1$. Zauważmy, że do tych ostatnich obliczeń potrzebne jest długie słowo cyfrowe, ponieważ we wzorze

$$y(ih+h) = y(ih) + h\Delta^1 y(ih)$$

wynikającym z (9) do wartości y(ih), która może być względnie duża, dodawana jest mała wartość $h\Delta^1 y(ih)$ (dla małych h). Należy zauważyć, że dodawanie powtarzane jest wiele razy.

Obliczenie przebiegu sygnału wyjściowego y za pomocą równań (8) i (9) jest oczywiście znacznie bardziej skomplikowane niż za pomocą równania (7). Można jednak zauważyć, że równanie (7) wynika z podstawienia wzorów (9) w równaniu (8). Dlatego też długość słowa cyfrowego potrzebna do obliczeń z zadaną dokładnością przebiegu y za pomocą równań (8) i (9) jest taka sama jak przy użyciu równania (7). Wynika stąd, że z punktu widzenia potrzebnej do obliczeń długości słowa cyfrowego modele OD nie mają lepszych własności od modeli OP. Przeciwnie, z punktu widzenia mniejszej złożoności obliczeń modele OP mają lepsze własności niż modele OD.

5. Identyfikacja modeli

Rozpowszechnione jest przekonanie, że przy małych okresach próbkowania h długość słowa cyfrowego potrzebna do przeprowadzenia obliczeń związanych z identyfikacją modeli OD jest mniejsza niż modeli OP (zgodnie z moją wiedzą modele ODW nie są w ogóle stosowane, chociaż są one wygodne do identyfikacji). To przekonanie jest uzasadnione, jeżeli stosuje się za krótkie słowo cyfrowe do przetwarzania informacji (tzn. stosuje się za krótką mantysę do zapisu liczb), co jednak nie jest wyraźnie powiedziane w [3]. Z punktu widzenia zastosowań bardziej realistyczne jest założenie, że głównym źródłem błędów identyfikacji jest niedokładność pomiarów, a błędy wynikające z przetwarzania informacji mogą być pominięte. Opisywane poniżej symulacje były wykonywane przy tym założeniu.

W procesie symulacji ograniczoną dokładność pomiarów wielkości $u(ih)$, $y(ih)$ uzyskano zapisując te wielkości za pomocą słowa cyfrowego zawierającego N cyfr

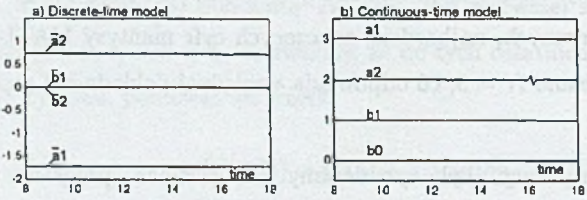
dziesiętnych w arytmetyce zmiennoprzecinkowej. N-cyfrowa mantysa była tworzona z uwzględnieniem N-pierwszych, najbardziej znaczących cyfr mantysy MATLAB-a. Podczas symulacji zastosowano $N = 3$, co odpowiada względnej dokładności zapisu liczby w granicach 0.1% – 1%.

Eksperyment identyfikacji był symulowany za pomocą programu MATLAB-SIMULINK dla układu pokazanego na rys. 1, w którym

$$G(s) = \frac{k}{s^2 + 3s + 2}, \qquad k = 1 \tag{10}$$

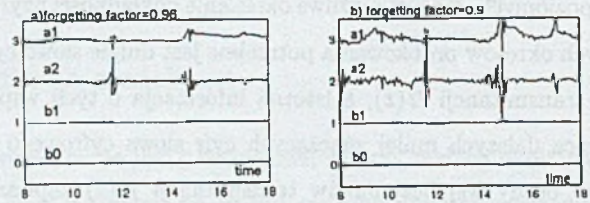
Oceny współczynników transmitancji $H(z)$ opisującej ten układ były wyznaczane za pomocą rekurencyjnej metody najmniejszych kwadratów ze współczynnikiem zapominania λ i pomiarami o ograniczonej dokładności. Układ był pobudzany za pomocą sygnału u otrzymywanego z generatora białego szumu; ten sam sygnał wejściowy był wykorzystywany dla wszystkich przeprowadzonych eksperymentów symulacyjnych opisywanych poniżej.

Na rys. 2a pokazane są oceny współczynników $\bar{b}_1$, $\bar{b}_2$, $\bar{a}_1$, $\bar{a}_2$ transmitancji $H(z)$ dla $h = 0,1$, $N = 3$, $\lambda = 0.96$ w postaci funkcji czasu. Z tych wykresów, mających postać linii poziomych, nie jest możliwe określenie dokładności uzyskanych ocen. Rzeczywiście dla małych okresów próbkowania potrzebne jest długie słowo cyfrowe do zapisu współczynników transmitancji $H(z)$, a istotna informacja o tych współczynnikach zapisana jest za pomocą dalszych mniej znaczących cyfr słowa cyfrowego [1]. Dlatego też nawet niedokładne oceny współczynników transmitancji $H(z)$ zapisane w postaci funkcji czasu mogą mieć postać linii poziomych. Aby mieć możliwość porównania wizualnego dokładności identyfikacji współczynników dla modeli OP i OD będziemy w dalszym ciągu obliczać oceny współczynników b_0, b_2, a_1, a_2 transmitancji $G(s)$ z otrzymanych ocen współczynników modeli dyskretnych w czasie. W rozpatrywanym przypadku oceny współczynników b_0, b_2, a_1, a_2 były wyznaczone z dokładnością podwójnego słowa cyfrowego w kolejnych chwilach próbkowania ih, wykorzystując oceny współczynników $\bar{b}_1$, $\bar{b}_2$, $\bar{a}_1$, $\bar{a}_2$ i funkcje MATLAB'a *tf2ss* , *d2c* , *ss2tf* . Oceny współczynników b_0, b_1, a_1, a_2 wyznaczone w ten sposób i odpowiadające ocenom przedstawionym na rys. 2a pokazane są na rys. 2b; jak widać, są one prawie dokładne, tylko ocena a_2 ma pewne nieznaczne fluktuacje.



Rys. 2. Oceny współczynników dla $h = 0.1, \lambda = 0.96, N = 3$
Fig. 2. Estimates of coefficients for $h = 0.1, \lambda = 0.96, N = 3$

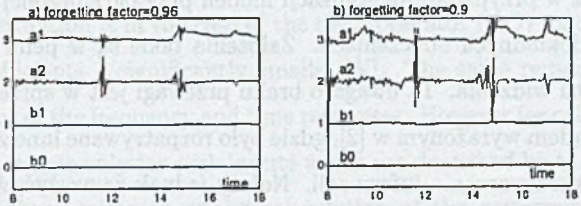
Na rys. 3a i 3b pokazane są oceny współczynników b_0, b_1, a_1, a_2 transmitancji $G(s)$. Były one obliczane jak poprzednio ze współczynników $\bar{b}_1$, $\bar{b}_2$, $\bar{a}_1$, $\bar{a}_2$ transmitancji $H(z)$ dla $h = 0.05$, $N = 3$ (odpowiednio dla $\lambda = 0.96$ i $\lambda = 0.9$). Oceny współczynników $\bar{b}_1$, $\bar{b}_2$, $\bar{a}_1$, $\bar{a}_2$ nie są pokazane, ponieważ jak poprzednio mają one postać linii poziomych. Widać, że oceny współczynników a_1, a_2 są mniej dokładne i mają fluktuacje (wokół prawdziwych wartości) tym większe, im λ jest mniejsze. Oznacza to, że dokładność pomiarów określona przez $N = 3$ nie jest wystarczająca dla identyfikacji modelu OP przy $h = 0.05$ na podstawie pomiarów u i y.



Rys. 3. Oceny współczynników transmitancji $G(s)$ obliczone z ocen współczynników modelu OP dla $h = 0.05, N = 3$
Fig. 3. Estimates of CT plant calculated from those of SO model for $h = 0.05, N = 3$

Na rys.4a i 4b przedstawione są oceny współczynników b_0, b_1, a_1, a_2 transmitancji $G(s)$. Były one obliczane w sposób podobny jak poprzednio z ocen współczynników $\hat{b}_1$, $\hat{b}_2$, $\hat{a}_1$, $\hat{a}_2$ transmitancji $\hat{H}(\gamma)$, dla $h = 0.05$, $N = 3$ i odpowiednio dla $\lambda = 0.96$ i $\lambda = 0.9$ Porównując wykresy z rys.3 i 4 widzimy, że są one bardzo podobne. Z tych i innych nie opisanych tutaj, ale przeprowadzonych symulacji wynika, że dokładność ocen modeli OP i OD przy poczynionych założeniach jest porównywalna. To spostrzeżenie jest sprzeczne z rozpowszechnionym poglądem, że dla małych okresów próbkowania i ograniczonej długości słowa cyfrowego modele OD mogą być identyfikowane bardziej dokładnie niż modele OP

[2]. Zauważmy, że ten rozpowszechniony pogląd jest również prawdziwy, ale obowiązuje przy innym założeniu: główne źródło błędów wynika z za krótkiej mantysy stosowanej przy obliczeniach (do przetwarzania informacji). Należy podkreślić, że założenia poczynione w niniejszej pracy mówią, że główne źródło błędów wynika z ograniczonej dokładności, a błędy wynikające z przetwarzania informacji są pomijalne. Takie założenia są bardziej uzasadnione z punktu widzenia zastosowań.



Rys. 4. Oceny współczynników transmitancji $G(s)$ obliczone z ocen współczynników modelu OD dla $h = 0.05$, $N = 3$

Fig. 4. Estimates of CT plant calculated from those of DO model for $h = 0.05$, $N = 3$

6. Wnioski końcowe

Wiadomo, że w przypadku małych okresów próbkowania potrzebne jest długie słowo cyfrowe do zapisu współczynników modelu OP. Dlatego też odpowiednio długie słowo cyfrowe jest także potrzebne do obliczeń charakterystyk częstotliwościowych i przebiegów czasowych przy wykorzystaniu modeli OP.

Nieco inna sytuacja jest, gdy stosujemy modele OD, gdyż do zapisu ich współczynników potrzebne jest znacznie krótsze słowo cyfrowe. Uwaga o krótszym słowie cyfrowym dotyczy również obliczeń analitycznych charakterystyk częstotliwościowych i przebiegów czasowych przy wykorzystaniu modeli OD. Ale do obliczeń przebiegów czasowych stwierdzenie o krótszym słowie jest prawdziwe tylko dla takich sygnałów wejściowych, które są opisane za pomocą takich funkcji matematycznych, dla których istnieje rozwiązanie analityczne (określone wzorami) opisujących model równań różnicowych. W zastosowaniach z tym ostatnim przypadkiem spotykamy się raczej rzadko.

Przewaga modeli OD nad modelami OP w przypadku małego okresu próbkowania znika w takim procesie symulacji, w którym sygnał wejściowy modelu określony jest

przez dowolny ciąg liczbowy, a celem symulacji jest wyznaczenie sygnału wyjściowego. To spostrzeżenie ma istotne znaczenie, gdyż w procesie symulacji zazwyczaj mamy do czynienia z tym przypadkiem. Należy zauważyć, że z tym samym przypadkiem mamy również do czynienia przy sterowaniu cyfrowym, w którym przebieg wyjściowy regulatora cyfrowego musi być na bieżąco wyznaczany dla dowolnego sygnału wejściowego.

Przewaga modeli OD nad modelami OP w przypadku małego okresu próbkowania znika również w przypadku identyfikacji modeli przy ograniczonej dokładności pomiarów i względnie dokładnych obliczeniach. Założenia takie są w pełni uzasadnione z praktycznego punktu widzenia. Ta uwaga o braku przewagi jest w sprzeczności z rozpowszechnionym poglądem wyrażonym w [2], gdzie było rozpatrywane inne założenie o ograniczonej dokładności przetwarzania informacji. Należy jednak zauważyć, że to ostatnie założenie nie zostało wyraźnie sprecyzowane w [2], co doprowadziło do sytuacji, że rozpowszechniony jest pogląd o przewadze modeli OD w przypadku ich identyfikacji.

Podsumowując, należy stwierdzić, że ponieważ procesy symulacji z dowolnym sygnałem wejściowym, przy ograniczonej dokładności pomiarów, są z punktu widzenia zastosowań bardziej ważkie, więc stwierdzenie o przewadze modeli OD nad modelami OP dla małych okresów próbkowania nie wydaje się być w pełni uzasadnione.

Podziękowanie

Praca była częściowo finansowana przez Komitet Badań Naukowych, grant nr 8 T11A 012 19.

LITERATURA

1. Gessing R.: Word Length of Pulse Transfer Function for Small Sampling Periods. *IEEE Trans on Automatic Control*, 1999, vol. 44, no. 9, pp. 1760-1764.
2. Gevers M., Li G.: *Parametrizations in Control, Estimation and Filtering Problems.* Springer Verlag 1993.
3. Goodwin G.C., Middleton R.M., Poor M.V.: High Speed Digital Signal Processing and Control. *Proceedings of the IEEE*, 1992, vol.80, No 2, pp. 240-259.
4. Middleton R.H., Goodwin G.C.: *Digital Control and Estimation, A Unified Approach.* Prentice Hall, NJ, 1990.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Wojciech Mitkowski

Abstract

It is known that in the case of small sampling period a large word length (WL) is needed for recording the shift operator (SO) model coefficients. Therefore the large WL is also needed for calculation of the frequency and time responses when the SO model is used. Somewhat different situation is in the case of the delta operator (DO) model which needs for recording its coefficients a significantly smaller WL. The same remark concerns the analytical calculations of the frequency and time responses. However for calculations of the latter this statement is true only for such inputs which are described by the mathematical functions for which there exists an analytical solution of the corresponding difference equation. This is a rather seldom case in applications. Further on, it is shown in the paper that the superiority of the DO models over SO ones disappears in the simulation in which for any input the time response of the output is calculated. This is an important observation because in simulations usually this case appears. The same case appears in digital control implementation in which the output of the digital controller must be calculated for any current input. The superiority of the DO models over SO ones, for small sampling periods, disappears also in the case of model identification under limited measurement accuracy and relatively accurate calculations (information processing). The made assumptions are fully justified from the practical point of view. The statement about the lack of the superiority is in contradiction with the common view based on [3] where the case of less accurate information processing was considered. To summarize, since the simulation for any input signal and identification under a limited measurement accuracy are (from application point of view) more important, then the statement about the superiority of the DO over SO models, for small sampling periods, seems to be not fully justified.