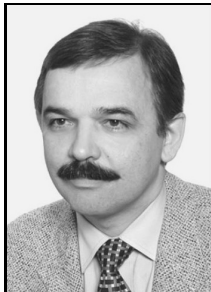


Eligiusz PAWŁOWSKI, Dariusz ŚWISULSKIPOLITECHNIKA LUBELSKA, WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI I INFORMATYKI, Nadbystrzycka 38A, 20-618 Lublin
POLITECHNIKA GDAŃSKA, WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI I AUTOMATYKI, Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk**Metody symulacji przetwornika z impulsowym sygnałem wyjściowym modulowanym częstotliwościowo**

Dr inż. Eligiusz PAWŁOWSKI

Adiunkt w Katedrze Automatyki i Metrologii na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki Politechniki Lubelskiej. Studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Lubelskiej ukończył w roku 1982, a stopień doktora nauk technicznych uzyskał w roku 1994. Autor lub współautor ponad 70 publikacji. Jego zainteresowania naukowe to pomiary czasu i częstotliwości oraz systemy pomiarowe z częstotliwościowym nośnikiem informacji.



e-mail: e.pawlowski@pollub.pl

Dr hab. inż. Dariusz ŚWISULSKI

Profesor w Katedrze Metrologii i Systemów Informatycznych na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej. Autor lub współautor ponad stu pięćdziesięciu artykułów w czasopiśmie naukowych lub materiałach konferencyjnych oraz ponad dwudziestu wdrożeń w przemyśle. Obszar zainteresowań obejmuje metrologię, systemy pomiarowe, przetwarzanie sygnałów pomiarowych.



e-mail: d.swisulski@ely.pg.gda.pl

Streszczenie

W artykule przedstawiono porównanie zaproponowanych przez autorów metod symulacji wyjściowego sygnału impulsowego przetwornika napięcie-częstotliwość U/F . Pierwsza z analizowanych metod oparta jest na modelu fizycznym przetwornika, druga na jego równaniu matematycznym. Mimo odmiennego podejścia otrzymano zbliżone wyniki. W pierwszej metodzie uzyskano wyniki obarczone błędami kwantowania o rozkładzie jak w rzeczywistym układzie pomiarowym. W drugiej metodzie wyniki są dokładniejsze, ale nie są związane z techniczną realizacją układu pomiarowego.

Słowa kluczowe: sygnał impulsowy modulowany częstotliwościowo, symulacja sygnału impulsowego.

Simulation methods for the converter with a pulse frequency modulated output signal**Abstract**

In measurement engineering, while processing any quantities into digital form, frequency-modulated impulse signals are often used as intermediate signals. During actuation or monitoring of measurement systems with such sensors it is necessary to have an impulse signal correspondent with the signal from the converter during normal operation. That is why there are being developed the methods which allow generating an impulse signal correspondent to the signal from the converter, when taking into account the changes of the measured quantity in accordance with the adopted characteristics. The paper presents a comparison of the methods for simulating the output impulse signal proposed by the authors, on the example of a voltage-to-frequency U/F converter. The first analyzed method, described in Section 2, is based on a physical model of the converter, while the second, presented in Section 3, is based on its mathematical equation. In spite of the difference of approaches, very similar results were obtained - they are given in Section 4. The advantage of the first method is the acquisition of results encumbered with quantization errors of the distribution precisely the same as in an actual measurement system (Fig. 2). The second method allows acquiring more precise results, which reflect the actual location of subsequent impulses. However, they are not related to any specific technical implementation of the measurement system. The selection of the method depends on the purpose of the simulation of the frequency signal, e.g. researching quantization errors, testing algorithms of increasing the effective resolution of the measurement chain or testing the characteristics of the algorithms of digital processing of frequency signals.

Keywords: pulse frequency modulation signal, simulation of pulse signal.

1. Wstęp

W technice pomiarowej, przy przetwarzaniu dowolnej wielkości na postać cyfrową, często jako sygnały pośrednie wykorzystywane są sygnały impulsowe modulowane częstotliwościowo [1, 2]. Sygnał częstotliwościowy jako sygnał pośredni jest stosowany chętnie ze względu na prosty sposób przetwarzania na postać

cyfrową i małą wrażliwość na zakłócenia np. przy przesyłaniu na większe odległości.

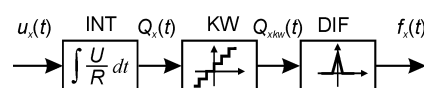
Stosowane są różnego rodzaju przetworniki z bezpośrednim przetwarzaniem X/F oraz z przetwarzaniem pośrednim $X/U/F$ lub $X/P/F$ (gdzie P jest wielkością inną niż napięcie, np. indukcyjnością lub pojemnością) [2].

W trakcie uruchamiania, czy badania systemów pomiarowych z takimi przetwornikami potrzebny jest sygnał impulsowy odpowiadający sygnałowi z przetwornika w czasie normalnej pracy [3, 4]. Dlatego opracowywane są metody pozwalające na wygenerowanie sygnału impulsowego, odpowiadającego sygnałowi z przetwornika przy zmianach wielkości mierzonej zgodnie z założonymi charakterystykami. W artykule przedstawiono porównanie zaproponowanych przez autorów metod symulacji wyjściowego sygnału impulsowego na przykładzie przetwornika napięcie-częstotliwość U/F .

2. Symulacja przetwornika oparta na modelu fizycznym

Pracę przetwornika U/F można analizować korzystając ze schematu blokowego przedstawionego na rysunku 1. Zmienne w czasie napięcie wejściowe $u_x(t)$ wymusza przepływ prądu przez rezystancję wejściową przetwornika R , który jest całkowany w integratorze INT, a otrzymany ładunek $Q_x(t)$, narastający z szybkością proporcjonalną do napięcia wejściowego, jest kwantowany z krokiem q w kwantyzatorze KW o równomiernej charakterystyce kwantowania. Skwantowane wartości ładunku $Q_{x,kw}(t)$ są różniczkowane w układzie różniczkującym DIF i za każdym razem, gdy ładunek zgromadzony w integratorze INT przekracza kolejny próg kwantowania kwantyzatora KW, na wyjściu układu różniczkującego DIF pojawia się kolejny impuls sygnału wyjściowego przetwornika o częstotliwości f_x [5]:

$$f_x = \frac{1}{qR} u_x. \quad (1)$$

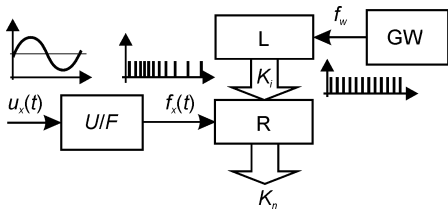


Rys. 1. Schemat blokowy przetwornika napięcie - częstotliwość
Fig. 1. Block diagram of the Voltage-to-Frequency Converter

W praktycznie realizowanych przetwornikach U/F wprowadza się dodatkowe sprzężenie zwrotne, powodujące każdorazowo w chwili pojawienia się impulsu wyjściowego odprowadzenie z integratora ładunku q , którego wartość jest równa krokowi kwantowania, dzięki czemu rzeczywisty kwantyzator KW posia-

dając tylko jeden poziom kwantowania realizuje równomierną i nieograniczoną charakterystykę kwantowania.

Symulacja pracy przetwornika U/F w stanie dynamicznym wymaga wyznaczenia dla zadanego kształtu napięcia wejściowego $u_x(t)$ chwil czasowych t_1, t_2, t_3, \dots w których pojawiają się kolejne impulsy jego sygnału wyjściowego o częstotliwości f_x , która w torze pomiarowym przetwarzana jest w postać cyfrową za pomocą odpowiedniego układu F/C , realizującego cyfrowy pomiar czasów T_1, T_2, T_3, \dots pomiędzy wszystkimi kolejnymi impulsami. Na rysunku 2 przedstawiono układ umożliwiający cyfrowy pomiar wszystkich kolejnych przedziałów międzyimpulsowych T_1, T_2, T_3, \dots [5]. Licznik L zlicza nieprzerwanie impulsy z generatora wzorcowego GW o okresie T_w . Aktualny stan K_i licznika jest zatrząskiwany w rejestrze buforowym R impulsami wyjściowymi z przetwornika U/F . Kolejne wartości K_n pojawiające się na wyjściu rejestru R reprezentują chwile czasowe t_n , w których pojawiły się kolejne impulsy wyjściowe przetwornika. Chwile czasowe t_1, t_2, t_3, \dots , w których pojawiają się kolejne impulsy sygnału wyjściowego przetwornika nie są dokładnie znane, a zmierzone metodą cyfrową przedziały czasu pomiędzy nimi: T_1, T_2, T_3, \dots , obarczone są błędami kwantowania Δt_p i Δt_K .



Rys. 2. Symulowany układ pomiarowy z przetwornikiem napięcia w częstotliwość
Fig. 2. Simulated measurement circuit with the Voltage-to-Frequency Converter

W opracowanym algorytmie symulacyjnym nie są dokładnie wyznaczane chwile czasowe t_1, t_2, t_3, \dots , lecz wyznaczane są chwile t'_1, t'_2, t'_3, \dots , odpowiadające kolejnym kodom K_n licznika L zatrzaśniętym w rejestrze R. Dzięki temu otrzymywane wyniki są obarczone błędami kwantowania o takich samych wartościach jak w rzeczywistym torze pomiarowym. Do symulacji przyjęto sygnał wejściowy czujnika $u_x(t)$ sinusoidalnie zmienny z częstotliwością f_s , amplitudą A i składową stałą U_0 :

$$u_x(t) = U_0 + A \cdot \sin(2\pi f_s t) . \quad (2)$$

Po jego scałkowaniu i uwzględnieniu rezystancji wejściowej przetwornika R, otrzymamy zależność na chwilową wartość ładunku $Q_x(t)$ zgromadzonego w integratorze INT (rys. 1):

$$Q_x(t) = \frac{U_0}{R} t - \frac{A}{2\pi f_s R} \cdot \cos(2\pi f_s t) + \frac{A}{2\pi f_s R} + q_0 , \quad (3)$$

która umożliwia wyznaczenie $N+1$ wartości chwil czasowych t_n pojawiania się kolejnych impulsów, w których ładunek $Q_x(t)$ osiąga kolejne całkowite wielokrotności progu kwantowania nq :

$$Q_x(t_n) = nq , \quad n = 0, 1, 2, \dots, N . \quad (4)$$

Ostatecznie umożliwia to wyznaczenie N wartości czasów T_n :

$$T_n = t_n - t_{n-1} , \quad n = 1, 2, \dots, N . \quad (5)$$

Ponieważ w układzie rzeczywistym (rys. 2) chwile czasowe t_n oraz wartości czasów T_n obarczone są błędami kwantowania, to również w opracowanym algorytmie, zamiast wyznaczania rozwiązania dokładnego (4) wyznaczane są wartości kodów K_n licznika L spełniających nierówność:

$$Q_x(K_n + 1) \cdot T_w + t'_0 \geq nq , \quad n = 1, 2, \dots, N , \quad (6)$$

gdzie t'_0 jest chwilą rozpoczęcia symulacji. Uwzględniając zależność na $Q_x(t)$ (3), przyjmując początkową wartość ładunku $q_0 = 0$ i czasu $t'_0 = 0$ oraz uwzględniając stałą przetwarzania przetwornika U/F wynoszącą $c_p = qR$, otrzymamy nierówność:

$$U_0(K_n + 1)T_w - \frac{A}{2\pi f_s} \cdot \cos(2\pi f_s(K_n + 1)T_w - 1) \geq nc_p , \quad (7)$$

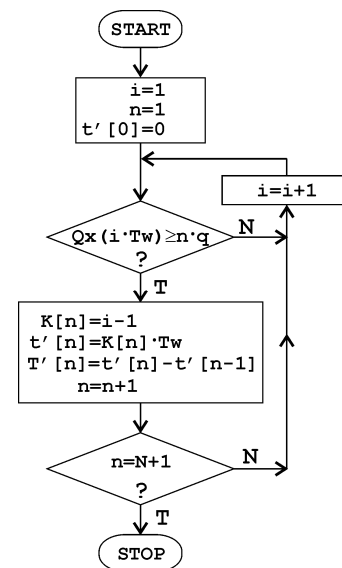
której kolejne rozwiązania K_n wyznaczają chwile czasowe t'_n :

$$t'_n = K_n T_w , \quad n = 1, 2, \dots, N , \quad t'_0 = 0 \quad (8)$$

i ostatecznie określają przedziały międzyimpulsowe T'_n :

$$T'_n = t'_n - t'_{n-1} , \quad n = 1, 2, \dots, N , \quad t'_0 = 0 . \quad (9)$$

Nierówność (7) można rozwiązać numerycznie algorytmem iteracyjnym przedstawionym na rysunku 3. Okres T_w oraz indeks i wyznaczają kolejne dyskretne wartości czasu $i \cdot T_w$, dla których sprawdzany jest warunek (6) na wartość ładunku Q_x zgromadzonego w integratorze INT, po spełnieniu którego ustalane są kolejne wartości K_n, t'_n oraz T'_n . Kończym efektem jest ciąg wartości czasów T'_n , przy czym krok iteracji T_w przy poszukiwaniu rozwiązań nierówności (7) jest równoważny błędowi kwantowania w pomiarze przedziałów czasu T_n w układzie rzeczywistym. Dzięki temu opracowany algorytm jest skutecznym narzędziem do badania właściwości metrologicznych rozpatrywanego toru pomiarowego, a w szczególności analizowania błędów pomiarowych.



Rys. 3. Schemat blokowy algorytmu symulacyjnego, metoda 1
Fig. 3. Flowchart of the simulation algorithm, 1st method

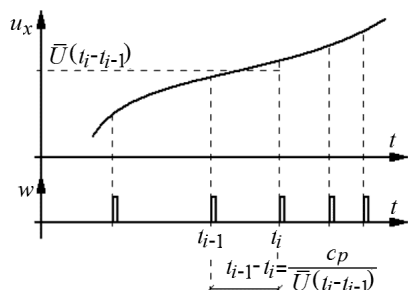
3. Symulacja przetwornika oparta na równaniu matematycznym

Przetwornik U/f przetwarza napięcie $u_x(t)$ na częstotliwość chwilową $f_x(t)$. Jeżeli założymy, że przetwornik charakteryzuje się stałą przetwarzania c_p w całym zakresie, to średnia częstotliwość między impulsami w chwilach t_{i-1} i t_i jest proporcjonalna do średniej wartości napięcia w tym przedziale:

$$f_x(t_{i-1}..t_i) = \frac{1}{c_p} \cdot U_x(t_{i-1}..t_i) . \quad (10)$$

Częstotliwość chwilową sygnału impulsowego można wyznaczyć jako odwrotność odstępu między impulsami w chwilach t_{i-1} i t_i (rys. 4). Stąd zależność (10) można przedstawić w postaci:

$$\frac{1}{t_i - t_{i-1}} = \frac{1}{c_p} \frac{1}{t_i - t_{i-1}} \int_{t_{i-1}}^{t_i} u_x(t) dt. \quad (11)$$



Rys. 4. Zasada generacji sygnału impulsowego
Fig. 4. The principle of pulse signal generation

Podstawiając w miejsce $u_x(t)$ funkcję, według której następuje zmiana wielkości mierzonej, po przekształceniach otrzymujemy położenie impulsu t_i .

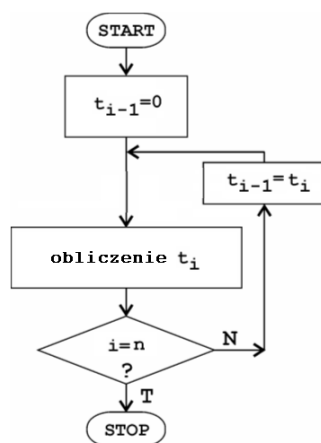
Załóżmy, że mierzone napięcie zmienia się zgodnie z funkcją sinusoidalną o amplitudzie A i częstotliwości f_s , ze składową stałą o wartości U_0 według zależności (2). Ponieważ wartość średnia między dwoma kolejnymi impulsami na wyjściu przetwornika, tj. w czasie od t_{i-1} do t_i jest równa:

$$\frac{1}{t_i - t_{i-1}} \int_{t_{i-1}}^{t_i} [U_0 + A \sin(2\pi f_s t)] dt = c_p \frac{1}{t_i - t_{i-1}}, \quad (12)$$

to po przekształceniu otrzymujemy równanie:

$$U_0 t_i - U_0 t_{i-1} + \frac{A \cos(2\pi f_s t_{i-1})}{2\pi f_s} - \frac{A \cos(2\pi f_s t_i)}{2\pi f_s} - c_p = 0, \quad (13)$$

z którego można wyznaczyć chwile pojawiania się impulsów na wyjściu symulowanego przetwornika [6]. Zakładając położenie pierwszego impulsu w chwili $t = 0$, z równania (13) wyznaczamy położenie następnego impulsu t_i , które przy kolejnym obliczeniu traktowane jest jako położenie poprzednie t_{i-1} (rys. 5).



Rys. 5. Schemat blokowy algorytmu symulacyjnego, metoda 2
Fig. 5. Flowchart of the simulation algorithm, 2nd method

4. Wyniki symulacji

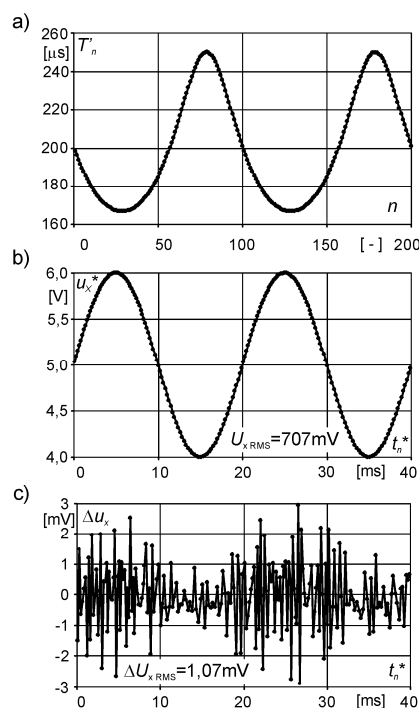
Przeprowadzono symulację dla przykładowego sygnału wejściowego $u_x(t)$ o parametrach: częstotliwość $f_s = 50$ Hz, składowa stała $U_0 = 5$ V i amplituda $A = 1$ V. Założono wartość stałej przetwarzania przetwornika U/F $c_p = 1$ V/kHz oraz częstotliwość wzorcową $f_w = 10$ MHz ($T_w = 100$ ns). Na podstawie otrzymanych z algorytmu symulacyjnego metodą pierwszą (rys. 3) kolejnych wartości czasów międzyimpulsowych T'_n (9) obliczono odpowiadające im wartości częstotliwości f'_n sygnału impulsowego oraz wartości napięcia wejściowego u_x^* wynikające z przyjętej stałej przetwarzania c_p przetwornika U/F :

$$u_x^*(t_n^*) = c_p \cdot f'_n = c_p \cdot \frac{1}{T'_n}, \quad c_p = qR \quad (14)$$

Obliczone wartości napięcia wejściowego u_x^* przypisywane są chwilom czasowym t_n^* leżącym w połowie czasów T'_n :

$$t'_n = t_0 + \sum_{i=1}^n T'_i, \quad T_p = \sum_{i=1}^N T'_i. \quad (15)$$

$$t_n^* = \frac{t'_{n-1} + t'_n}{2} = t_0 + \sum_{i=1}^{n-1} T'_i + \frac{1}{2} T'_n \quad (16)$$



Rys. 6. Przykładowe rezultaty symulacji, metoda 1, opis w tekście
Fig. 6. Examples of the of the simulation results, 1st method, description in the text

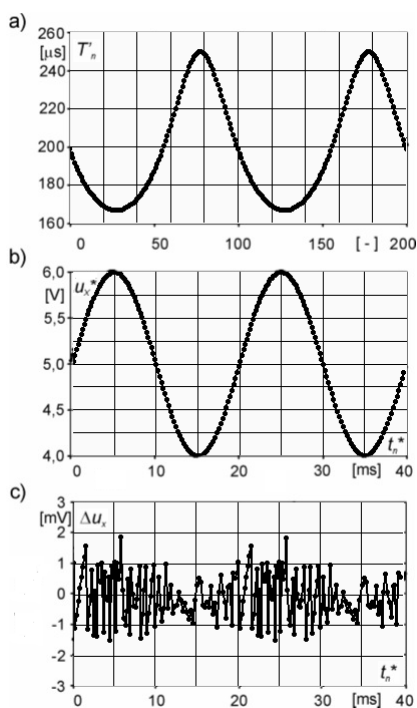
Ponieważ znane są wartości u_x sygnału wejściowego (2) oraz wartości u_x^* sygnału odtworzonego (14), można obliczyć błędy przetwarzania w torze pomiarowym $\Delta u_x = u_x^* - u_x$. Na rysunku 6 przedstawiono wykresy obejmujące długości pierwszych 200 przedziałów międzyimpulsowych T'_n , odtworzonych wartości napięcia u_x^* oraz błąd przetwarzania w torze pomiarowym $\Delta u_x = u_x^* - u_x$, w czasie pierwszych 40 ms symulacji. Obliczono również wartość skuteczną $\Delta U_{x,RMS}$ błędów w torze pomiarowym:

$$\Delta U_{x,RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (u_x^*(t_n^*) - u_x(t_n^*))^2} \quad (17)$$

Dla przyjętych parametrów symulacji za pomocą modelu 1 otrzymano wartość skuteczną $\Delta U_{x,RMS}$ błędów = 1,1 mV.

Dla tych samych parametrów sygnału wejściowego i stałej przetwarzania c_p przetwornika wykonano symulację drugą z opisanych metod. Obliczenia wykonano według algorytmu przedstawionego na rysunku 5, z wykorzystaniem równania (13). Po uzyskaniu dokładnych wartości przedziałów międzyimpulsowych, przeliczono je na wartości stanowiące wielokrotność okresu sygnału generatora wzorcowego T_w .

Wykresy długości pierwszych 200 przedziałów międzyimpulsowych T'_n , odtworzonych wartości napięcia u_x^* oraz błędu przetwarzania w torze pomiarowym $\Delta u_x = u_x^* - u_x$ w czasie pierwszych 40 ms symulacji przedstawiono na rysunku 7.



Rys. 7. Przykładowe rezultaty symulacji, metoda 2, opis w tekście
Fig. 7. Examples of the of the simulation results, 2nd method, description in the text

Wartość skuteczną $\Delta U_{x,RMS}$ błędów obliczona według wzoru (17) wynosi 0,74 mV.

Analogicznie można wyznaczyć parametry toru pomiarowego z impulsowym sygnałem częstotliwościowym dla dowolnych innych parametrów przetwarzanego sygnału (f_s , U_0 , A), przetwornika (c_p) oraz układu pomiarowego (f_w).

Porównanie przebiegów przedstawionych na rysunkach 6a i 7a oraz 6b i 7b wskazuje, że obie metody dają prawidłowe wyniki i mogą być stosowane do symulacji sygnałów wyjściowych przetworników z wyjściowym sygnałem impulsowym modulowanym częstotliwościowo. Porównanie wykresów błędów chwilowych Δu_x na rysunkach 6c i 7c oraz wartości skutecznych błędów $\Delta U_{x,RMS}$ wskazuje, że druga z metod charakteryzuje się mniejszymi błędami, przy czym wartości chwilowe błędów Δu_x w kolejnych okresach zmienności sygnału wejściowego przyjmują dokładnie takie same wartości. Natomiast w metodzie pierwszej błędy są większe i przyjmują różniące się wartości w kolejnych okresach zmienności sygnału wejściowego.

Różnica wartości błędów i ich rozkładów wynika z odmiennego podejścia w obu przedstawionych metodach do uwzględnienia błędu kwantowania przy pomiarze długości przedziałów między-

impulsowych. Zgodnie z pierwszą metodą otrzymujemy skwantowane położenia kolejnych impulsów, obejmujące dla danego przedziału międzyimpulsowego jego początek i koniec. Błędy kwantowania w kolejnych pomiarach są ze sobą skorelowane, gdyż początek następnego pomiaru wypada dokładnie w chwili zakończenia pomiaru poprzedniego, tak jak w układzie rzeczywistym (rys. 2). Dlatego metoda pierwsza, tak jak i symulowany przez nią układ pomiarowy z rysunku 2, posiada pewnego rodzaju "pamięć" wcześniejszych pomiarów i wyniki dla tych samych wartości napięć wejściowych w kolejnych okresach sygnału wejściowego obarczone są różnymi błędami. Druga metoda symuluje tylko sam analogowy przetwornik U/F , wyjście którego jest źródłem sygnału bramkującego licznika zliczającego okresy sygnału z generatora wzorcowego o częstotliwości f_w , przy czym w tej metodzie konkretny układ pomiarowy nie jest już symulowany. Dlatego skwantowane nie jest położenie impulsów, ale długość przedziału międzyimpulsowego. Skutkuje to mniejszą wartością błędów względem sygnału rzeczywistego (2), przy czym kolejne ich wartości nie są ze sobą skorelowane, a są zależne jedynie od aktualnej wartości sygnału wejściowego, dlatego powtarzają się w kolejnych jego okresach.

5. Podsumowanie

Przedstawione w artykule metody symulacyjne umożliwiają testowanie algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów częstotliwościowych [1] i szacowanie wprowadzanych przez nie błędów [5], a tym samym ocenę możliwości praktycznej realizacji systemów pomiarowych o zadanych i oczekiwanych parametrach.

Istotną zaletą pierwszej metody jest uzyskiwanie wyników obarczonych błędami kwantowania o rozkładzie dokładnie takim samym, jak w rzeczywistym układzie pomiarowym (rys. 2). W drugiej natomiast metodzie uzyskujemy wyniki dokładniejsze, które odzwierciedlają rzeczywiste położenie kolejnych impulsów, ale nie są związane z żadną konkretną techniczną realizacją układu pomiarowego.

Wybór metody zależy od celu któremu ma służyć symulacja sygnału częstotliwościowego. Dane uzyskane pierwszą metodą umożliwiają badanie rozkładów błędów kwantowania przy cyfrowym przetwarzaniu typu częstotliwość - kod i testowanie algorytmów podwyższania efektywnej rozdzielczości toru pomiarowego [5]. Druga metoda dostarcza danych umożliwiających testowanie właściwości algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnału częstotliwościowego w dalszej części toru pomiarowego, a w szczególności pojawiających się tam błędów.

6. Literatura

- [1] Świsulski D.: Cyfrowa rejestracja sygnałów impulsowych z częstotliwościowym nośnikiem informacji. Politechnika Gdańska, seria Monografie nr 67, Gdańsk 2006.
- [2] Kirianaki N. V., Yurish S. Y., Shpak N. O., Deynega V. P.: Data Acquisition and Signal Processing for Smart Sensors. John Wiley & Sons, Ltd, West Sussex 2001.
- [3] Pawłowski E.: Symulacja sygnału czujnika z wyjściem częstotliwościowym, Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88, nr 10b/2012, s. 78-81.
- [4] Świsulski D., Referowski L.: Simulation of incremental encoder signals, Przegląd Elektrotechniczny, nr 6/2009, s. 87-89.
- [5] Pawłowski E.: Efektywna rozdzielczość przetwornika napięcie-częstotliwość w stanach dynamicznych, Pomiary Automatyka Kontrola, vol. 56, nr 11/2010, s. 1294-1297.
- [6] Świsulski D.: Symulacja przetworników z wyjściowym sygnałem impulsowym modulowanym częstotliwościowo, Pomiary Automatyka Kontrola, vol. 57, nr 12/2011, s. 1528-1530.

otrzymano / received: 25.05.2014

przyjęto do druku / accepted: 01.07.2014

artykuł recenzowany / revised paper