

Dariusz ŚWISULSKI

POLITECHNIKA GDAŃSKA, WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI I AUTOMATYKI

Cyfrowy przetwornik napięcie-częstotliwość**Dr hab. inż. Dariusz ŚWISULSKI**

Adiunkt w Katedrze Metrologii i Systemów Informatycznych na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej. Autor lub współautor ponad stu artykułów w czasopiśmie naukowych lub materiałach konferencyjnych oraz ponad dwudziestu wdrożeń w przemyśle. Autor i współautor dwóch książek z serii „Komputerowa Technika Pomiarowa” wydanych przez Agencję Wydawniczą PAK. Obszar zainteresowań obejmuje metrologię, systemy pomiarowe, przetwarzanie sygnałów pomiarowych.



e-mail: dswis@ely.pg.gda.pl

Streszczenie

W artykule przedstawiono nowe rozwiązanie cyfrowego przetwornika napięcie-częstotliwość. Opisano algorytmy przetwornika, w których odstęp między impulsami sygnału częstotliwościowego wyznaczany jest z pojedynczej próbki napięcia wyjściowego, z ekstrapolacji z dwóch próbek napięcia oraz z wartości średniej z wszystkich próbek napięcia po ostatnim impulsie wyjściowym. Porównano błędy przetwornika dla opisanych metod.

Słowa kluczowe: przetwornik napięcie-częstotliwość**Digital voltage-to-frequency converter****Abstract**

The paper presents a new solution of digital voltage-to-frequency converter. Algorithms of the converter have been described. The time interval between pulses is calculated from one voltage sample, two voltage samples or all samples after last output pulse. A comparison of errors in described methods has been made.

Keywords: voltage-to-frequency converter**1. Wprowadzenie**

W systemach pomiarowych często wykorzystywany jest sygnał impulsowy modulowany częstotliwościowo [1, 2, 3]. Jest on stosowany chętnie ze względu na prosty sposób przetworzenia na postać cyfrową i małą wrażliwość na zakłócenia np. przy przesyłaniu na większe odległości. Do zalet przetwarzania f/C w porównaniu z A/C można również zaliczyć dostępność dokładnych wzorców.

Używane są przetworniki różnych wielkości fizycznych na sygnał impulsowy [4] w tym napięcia [5, 6]. Dostępne są też przetworniki napięcia wykonane w postaci układów scalonych (np. firmy Analog Devices [7]). Przetworniki takie mogą być szeroko stosowane ze względu na niską cenę i prostą realizację układu pomiarowego. Charakteryzują się one zadawalającymi właściwościami dynamicznymi dla większości zastosowań, przy szerokim zakresie częstotliwości sygnału wyjściowego [8, 9].

W artykule przedstawiono koncepcję cyfrowego przetwornika napięcie-częstotliwość. Jego budowa opiera się na zastąpieniu układów analogowych przez procesor wyznaczający chwile, w których zostają wygenerowane impulsy wyjściowe.

Chwila, w której na wyjściu zostaje wygenerowany impuls zostaje wyznaczona na podstawie wartości napięcia uzyskanych z próbkowania sygnału wejściowego oraz chwili, w której został wygenerowany ostatni impuls na wyjściu przetwornika [10].

Zaletą cyfrowej realizacji przetwornika w porównaniu z analogową jest ograniczenie wpływu szumów w elementach analogowych i dryftu parametrów tych elementów. Układ umożliwia uzyskanie lepszych właściwości dynamicznych w porównaniu ze znanymi scalonymi przetwornikami U/f. W układach analogowych reakcja na zmianę sygnału wejściowego może nastąpić po jednym lub większej liczbie okresów sygnału impulsowego. W przedstawionej realizacji cyfrowej reakcja na zmiany sygnału wejściowego występuje już w najbliższym okresie sygnału impulsowego. Kolejną zaletą jest możliwość dowolnego kształtowania charakterystyki przetwornika, łatwość zmiany stałej przetwarzania, czy wprowadzenie linearyzacji. Układ taki pozwala również na pracę w trybie symulacji, zarówno ze stałą, jak i zmienną częstotliwością sygnału wyjściowego. Pozwala to na testowanie działania wykorzystywanych układów pomiarowych cyfrowego przetwarzania sygnałów i ocenę wprowadzanych przez nie błędów [11].

Wadą rozwiązania jest znacznie większa złożoność, a w związku z tym i cena. Stosując taki układ trzeba też się liczyć ze zwiększonym błędem kwantowania, wynikającym nie tylko z pomiaru okresu sygnału wyjściowego przetwornika, ale również z dyskretnego położenia jego impulsów wyjściowych. Przy pewnych zmianach sygnału wejściowego, może wystąpić zwiększony błąd przetwarzania. Dotyczy to sytuacji, gdy w danym kroku wyznaczono położenie nowego impulsu po kolejnej chwili próbkowania napięcia, a na podstawie wartości nowej próbki napięcia wynika, że okres sygnału wyjściowego jest krótszy i impuls powinien pojawić się wcześniej. Nie do pominięcia są również błędy związane z czasem obliczeń wykonywanych przez mikroprocesor.

2. Zasada działania przetwornika

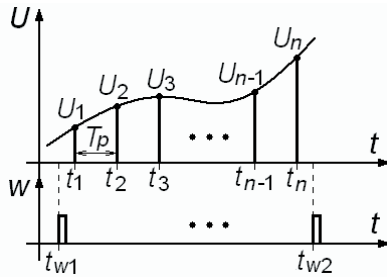
W skład przetwornika napięcie-częstotliwość wchodzi przetwornik analogowo-cyfrowy, próbkujący przetwarzany sygnał wejściowy, mikroprocesor wykonujący obliczenia oraz generator impulsów (rys. 1).



Rys. 1. Schemat blokowy przetwornika
Fig. 1. Block diagram of the converter

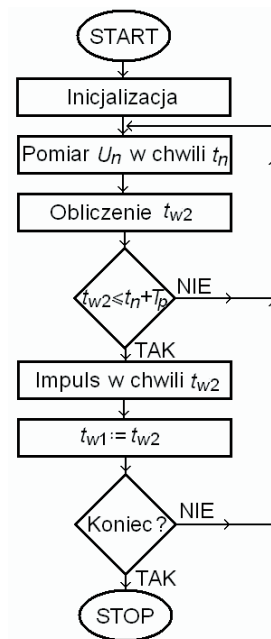
Zadaniem przetwornika analogowo-cyfrowego A/C jest realizacja próbkowania, kwantowania i kodowania. Integralną częścią przetwornika analogowo-cyfrowego jest również układ próbkująco-pamiętający. Otrzymane w wyniku próbkowania napięcie, w procesie kwantowania zostaje przypisane do odpowiedniego poziomu, na podstawie którego w procesie kodowania wyznaczana jest odpowiadająca mu liczba. Następnie w procesorze P zostaje wyznaczone położenie kolejnego impulsu wyjściowego. Informacja ta przekazana zostaje do generatora impulsów GI, na wyjściu którego w odpowiedniej chwili zostaje wygenerowany kolejny impuls wyjściowy przetwornika.

Chwila t_{w2} , w której na wyjściu zostaje wygenerowany impuls, zostaje wyznaczona na podstawie wartości napięć U_1, U_2, \dots, U_n oraz chwili t_{w1} , w której został wygenerowany ostatni impuls na wyjściu przetwornika (rys. 2).



Rys. 2. Przebiegi czasowe sygnałów w przetworniku
Fig. 2. Timing charts of signals in converter

Algorytm działania przetwornika przedstawiony jest na rys. 3. Program wykonywany jest w pętli. Po zainicjowaniu pracy, w momencie wynikającym z częstotliwości próbkowania $f_p = 1/T_p$ zostaje pobrana nowa próbka napięcia.



Rys. 3. Algorytm przetwornika
Fig. 3. Algorithm of the converter

Następnie zostaje wyznaczone położenie kolejnego impulsu. Jeżeli chwila t_{w2} wypada po chwili, w której zostanie pobrana następna próbka napięcia ($t_{w2} > t_n + T_p$), to działanie programu zostaje zatrzymane do tego momentu, po którym wyznaczane jest nowe położenie impulsu wyjściowego. Jeżeli $t_{w2} \leq t_n + T_p$, to zostaje zaprogramowany generatora impulsów, na wyjściu którego w chwili t_{w2} zostaje wygenerowany impuls wyjściowy z przetwornika. Jeżeli działanie programu nie zostanie zatrzymane, to po pobraniu kolejnej próbki napięcia cały proces jest powtarzany.

Dla prawidłowej pracy przetwornika należy zapewnić, by odległość między dwoma sąsiednimi impulsami wyjściowego sygnału impulsowego była proporcjonalna do średniej wartości wejściowego napięcia w czasie między tymi impulsami:

$$\frac{1}{t_{w2} - t_{w1}} = K \cdot U_{sr} \quad (1)$$

Chwila t_{w2} może zostać wyznaczona różnymi metodami. Sposób obliczeń uzależniony jest od charakteru zmian wielkości mierzonej oraz stosunku częstotliwości sygnału wyjściowego przetwornika do częstotliwości próbkowania napięcia wejściowego. W artykule przedstawione zostaną trzy metody.

Najprostszym rozwiązaniem jest wyznaczenie położenia impulsu na podstawie pojedynczej, ostatniej wartości napięcia. Ponieważ przyjmując tę metodę zakłada się stałą wartość napięcia wejściowego, może ona być stosowana przy małych zmianach wielkości mierzonej. Wartość t_{w2} można wyznaczyć po przekształceniu zależności (1):

$$t_{w2} = t_{w1} + \frac{1}{K \cdot U_n} \quad (2)$$

W drugiej metodzie do wyznaczenia chwili t_{w2} wykorzystuje się dwie ostatnie próbki napięcia U_{n-1} i U_n oraz informację o ich położeniu. Wartość napięcia U' w środkowym punkcie między impulsami w chwilach t_{w1} i t_{w2} obliczana jest z ekstrapolacji przy założeniu liniowej zmiany sygnału wejściowego:

$$U' = U_{n-1} + (U_n - U_{n-1}) \cdot \frac{t_{w1} + t_{w2} - 2t_{n-1}}{2(t_n - t_{n-1})} \quad (3)$$

Chwilę t_{w2} można obliczyć z równania kwadratowego, uzyskanego po podstawieniu do równania (1) w miejsce U_{sr} zależności na U' z wzoru (3) i jego przekształceniu:

$$K(U_n - U_{n-1})t_{w2}^2 + 2K(U_{n-1}t_n - U_n t_{n-1})t_{w2} + K \cdot t_{w1} [2U_n t_{n-1} - 2U_{n-1}t_n - (U_n - U_{n-1})t_{w1}] - 2(t_n - t_{n-1}) = 0 \quad (4)$$

Równanie (4) ma dwa rozwiązania, z których wykorzystane zostaje drugie (pierwsze ma wartość ujemną):

$$t_{w2} = \frac{-2K(U_{n-1}t_n - U_n t_{n-1}) + \sqrt{\Delta}}{2K(U_n - U_{n-1})} \quad (5)$$

gdzie:

$$\Delta = 4K^2(U_{n-1}t_n - U_n t_{n-1})^2 - 4K^2 \cdot t_{w1} (U_n - U_{n-1})(2U_n t_{n-1} - 2U_{n-1}t_n) + 4K^2(U_n - U_{n-1})^2 t_{w1}^2 + 8K(U_n - U_{n-1})(t_n - t_{n-1}) \quad (6)$$

Trzecia metoda polega na bezpośrednim wykorzystaniu zależności (1), przy czym wartość średnią wyznacza się z wszystkich n próbek po ostatnim impulsie w chwili t_{w1} :

$$t_{w2} = t_{w1} + \frac{n}{K \cdot \sum_{i=1}^n U_i} \quad (7)$$

Zaletą przedstawionego przetwornika jest niezmienna część sprzętowa, natomiast zmiana sposobu jego działania realizowana jest przez zmianę oprogramowania. Można również przygotować oprogramowanie realizujące wszystkie trzy metody, z których wybierana jest jedna w zależności od warunków pomiaru.

3. Porównanie algorytmów

Przedstawione trzy metody wyznaczenia chwili t_{w2} zostaną porównane przy założeniu sinusoidalnej zmiany napięcia wejściowego przetwornika, dla fazy początkowej równej 0:

$$u(t) = U_0 + U_m \cdot \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t) \quad (8)$$

Błąd względny metody wyznaczany jest jako:

$$\delta = \frac{U_{sr1} - U_{sr}}{U_{sr}} \quad (9)$$

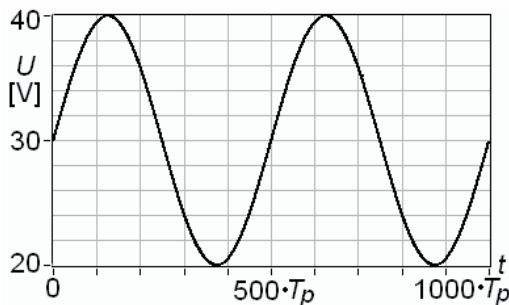
gdzie U_{sr1} jest średnią wartością napięcia między impulsami sygnału wyjściowego t_{w1} i t_{w2} , odtworzoną na podstawie długości przedziału międzyimpulsowego dla danej metody:

$$U_{sr1} = \frac{1}{K(t_{w2} - t_{w1})} \quad (10)$$

a U_{sr} jest rzeczywistą wartością średnią napięcia wejściowego przetwornika między chwilami t_{w1} i t_{w2} :

$$U_{sr} = \frac{1}{t_{w2} - t_{w1}} \int_{t_{w1}}^{t_{w2}} (U_0 + U_m \cdot \sin(2\pi \cdot f_s \cdot t)) dt = U_0 + \frac{U_m T_s (\cos(2\pi f_s t_{w1}) - \cos(2\pi f_s t_{w2}))}{2\pi(t_{w2} - t_{w1})} \quad (11)$$

Jeżeli na wejście przetwornika podane zostanie napięcie sinusoidalne (8) o składowej stałej $U_0=30V$ i amplitudzie składowej przemiennej $U_m=10V$ (rys. 4), to dla $K=0,0025$, na wyjściu otrzymamy sygnał impulsowy jak na rys. 5 (w zależności od przyjętej metody wyznaczenia chwil impulsów, ich położenie może się trochę różnić). Jednostką stałej K jest [Hz/V] lub jednostka pochodna. Ponieważ w dalszej części artykułu wykorzystane są względne jednostki czasu (odniesione do okresu próbkowania), stała K również będzie podawana w jednostkach względnych [$f_p/1V$], gdzie f_p jest częstotliwością próbkowania napięcia wejściowego.



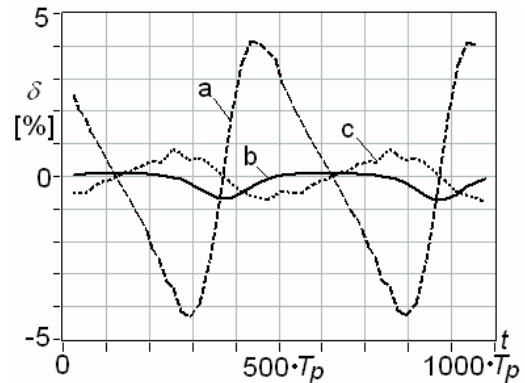
Rys. 4. Napięcie na wejściu przetwornika dla $U_0=30V$, $U_m=10V$
Fig. 4. Input voltage of converter for $U_0=30V$, $U_m=10V$



Rys. 5. Sygnał impulsowy na wyjściu przetwornika dla sygnału wejściowego jak na rys. 4, dla $K=0,0025$
Fig. 5. Output pulse signal of converter for input signal as in the Fig. 4, for $K=0,0025$

Błędy przetwornika w funkcji czasu przy sinusoidalnym napięciu wejściowym jak na rys. 4 (dla $U_0=30V$, $U_m=10V$, $f_s=0,002f_p$) oraz dla $K=0,0025$ są przedstawione na rys. 6. Przebieg **a** został sporządzony dla metody wykorzystującej pojedynczą, ostatnią próbkę napięcia, przebieg **b** dla metody wykorzystującej ekstrapolację z dwóch ostatnich próbek napięcia,

przebieg **c** dla metody wykorzystującej wartość średnią z wszystkich próbek napięcia po ostatnim impulsie.

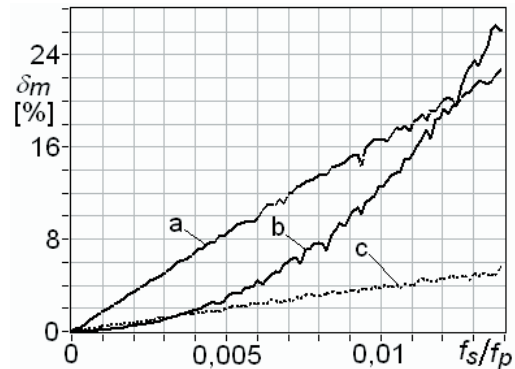


Rys. 6. Błędy przetwornika w funkcji czasu przy sinusoidalnym napięciu wejściowym dla $U_0=30V$, $U_m=10V$, $f_s=0,002f_p$, $K=0,0025$; chwila impulsu wyznaczona z: a – ostatniej próbki napięcia, b – dwóch ostatnich próbek napięcia z ekstrapolacji, c – średniej wartości próbek napięcia od ostatniego impulsu

Fig. 6. Converter errors vs. time for sinusoidal input voltage, for $U_0=30V$, $U_m=10V$, $f_s=0,002f_p$, $K=0,0025$; pulse instant calculated from: a – last voltage sample, b – two last voltage samples from extrapolation, c – mean value of voltage samples after last pulse

Analiza błędów w funkcji czasu jest niewygodna, dlatego dla danych warunków pomiaru został wyznaczony błąd maksymalny δ_m jako największa wartość bezwzględna błędu δ w czasie, za który została przeprowadzona symulacja. Powtórzenie symulacji dla różnych warunków pomiaru pozwoliło na sporządzenie wykresów błędu maksymalnego w funkcji wybranych parametrów pomiaru.

Na rys. 7 przedstawiony jest maksymalny błąd przetwornika w funkcji stosunku częstotliwości sinusoidalnego napięcia wejściowego do częstotliwości próbkowania (przy $U_0=30V$, $U_m=10V$, $K=0,0025$), dla trzech omawianych metod wyznaczenia położenia impulsów wyjściowych.

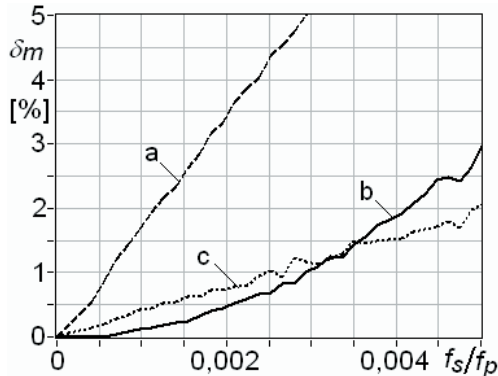


Rys. 7. Maksymalne błędy przetwornika w funkcji stosunku częstotliwości sygnału do częstotliwości próbkowania przy sinusoidalnym napięciu wejściowym dla $U_0=30V$, $U_m=10V$, $K=0,0025$; chwila impulsu wyznaczona z: a – ostatniej próbki napięcia, b – dwóch ostatnich próbek napięcia z ekstrapolacji, c – średniej wartości próbek napięcia od ostatniego impulsu

Fig. 7. Maximum converter errors vs. signal frequency to sampling frequency ratio for sinusoidal input voltage, for $U_0=30V$, $U_m=10V$, $K=0,0025$; pulse instant calculated from: a – last voltage sample, b – two last voltage samples from extrapolation, c – mean value of voltage samples after last pulse

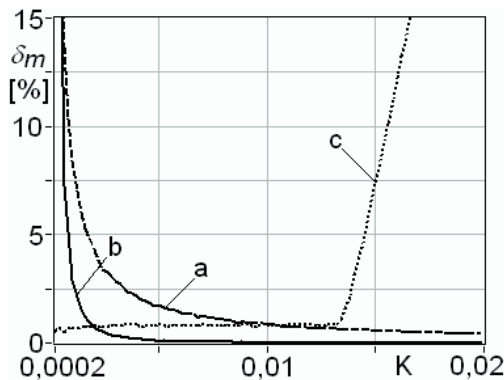
Zgodnie z przewidywaniem, ze wzrostem stosunku f_s/f_p wartość błędu zwiększa się. Wynika to z mniejszej liczby próbek w czasie pojedynczego okresu sygnału mierzonego dla większej wartości tego stosunku. Ciekawe jest natomiast porównanie omawianych algorytmów. Wartość maksymalna błędu jest w przybliżeniu proporcjonalna do stosunku f_s/f_p dla metody wykorzystującej pojedynczą próbkę i wartości średnią z wszystkich próbek. Natomiast dla metody wykorzystującej ekstrapolację z dwóch próbek, błąd jest w przybliżeniu proporcjonalny do kwadratu f_s/f_p .

Dla małych wartości stosunku f_s/f_p (rys. 8) mniejszy błąd uzyskamy przy wyznaczaniu położenia impulsu sygnału wyjściowego na podstawie dwóch ostatnich próbek napięcia. W metodzie tej zakłada się liniową zmianę mierzonego napięcia, co dla sinusoidalnej zmiany napięcia mierzonego będzie w przybliżeniu spełnione dla dużej liczby próbek w czasie pojedynczego okresu. Jeżeli liczba tych próbek będzie mniejsza, zmiana napięcia w czasie między dwoma impulsami sygnału wyjściowego będzie odbiegała od linii prostej, mniejszy błąd uzyskamy przez uśrednienie próbek pobranych między impulsami. Metoda wykorzystująca pojedynczą, ostatnią próbkę, mimo prostoty realizacji, charakteryzuje się znacznie większymi błędami.



Rys. 8. Powiększony fragment wykresu z rys. 7
Fig. 8. Fragment of diagram from Fig. 7

Ciekawa jest też zależność błędów maksymalnych w funkcji parametru K (rys. 9). Wykres ten pokazuje zależność błędów od częstotliwości wyjściowego sygnału impulsowego.



Rys. 9. Maksymalne błędy przetwornika w funkcji K przy sinusoidalnym napięciu wejściowym dla $U_0=30V$, $U_m=10V$, $f_s=0,002f_p$; chwila impulsu wyznaczona z: a – ostatniej próbki napięcia, b – dwóch ostatnich próbek napięcia z ekstrapolacji, c – średniej wartości próbek napięcia od ostatniego impulsu
Fig. 9. Maximum converter errors vs. K for sinusoidal input voltage, for $U_0=30V$, $U_m=10V$, $f_s=0,002f_p$; pulse instant calculated from: a – last voltage sample, b – two last voltage samples from extrapolation, c – mean value of voltage samples after last pulse

Jeżeli założymy, że w czasie między dwoma sąsiednimi impulsami sygnału wyjściowymi przetwornika powinny być pobrane przynajmniej dwie próbki napięcia, czyli:

$$\min(t_{w2} - t_{w1}) > 2 \cdot T_p \quad (12)$$

to otrzymamy ograniczenie na wartość współczynnika K :

$$K < \frac{1}{2 \cdot T_p \cdot U_{\max}} \quad (13)$$

gdzie U_{\max} jest największą wartością napięcia wejściowego.

Dla przykładowych warunków pomiaru $K < 0,00125$. Warunek ten wpływa na metodę, w której położenie impulsu wyznaczone jest z wartości średniej próbek. Jeżeli nie będziemy mieli przynajmniej dwóch próbek, z których wyznaczymy wartość średnią, wartość błędów znacząco rośnie (wykres c na rys. 9).

W pozostałych dwóch metodach (wykorzystanie pojedynczej próbki lub dwóch ostatnich próbek napięcia) duże błędy wystąpią dla małej wartości K (wykresy a i b na rys. 9). Wynika to z tego, że dla małych K będziemy mieli małą częstotliwość sygnału impulsowego. Ze względu na duży odstęp między impulsami wyjściowymi, w czasie tym zmiany napięcia wejściowego mogą być większe i odbiegające od założonej zmiany zgodnie z charakterystyka liniową.

4. Podsumowanie

Rozwój techniki cyfrowej i mikroprocesorowej umożliwia zastąpienie analogowych przetworników napięcia na długość przedziałów międzyimpulsowych przez układy cyfrowe. Rozwiązanie takie ma wiele zalet, do których należy prosty sposób zmiany charakterystyki przetwarzania, realizowany w sposób programowy. Zmiana działania wymaga jedynie wymiany oprogramowania, przy zachowaniu niezmiennych części sprzętowej. W zależności od zastosowanego algorytmu, w różny sposób wyznaczane są chwile impulsów wyjściowych. W artykule przedstawiono trzy przykładowe algorytmy oraz analizę błędów, z których wynikają możliwości zastosowania tych algorytmów.

Wykonana analiza wykazała, że dla małych częstotliwości sygnału mierzonego i większych częstotliwości sygnału wyjściowego mniejsze błędy daje metoda polegająca na ekstrapolacji z dwóch ostatnich próbek napięcia. Natomiast dla większych częstotliwości sygnału mierzonego i mniejszych częstotliwości sygnału wyjściowego błędy występują przy uśrednianiu wszystkich próbek napięcia po ostatnim impulsie wyjściowym.

5. Literatura

- [1] D. Świsulski: Cyfrowa rejestracja sygnałów impulsowych z częstotliwościowym nośnikiem informacji. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2006.
- [2] D. Świsulski: Wielokanałowa akwizycja z torami pomiarowymi z napięciowym i częstotliwościowym nośnikiem informacji. Pomiary Automatyka Kontrola 2006, nr 6, s. 27-29.
- [3] J. R. Jasik: Przetwarzanie sygnałów pomiarowych w systemach z częstotliwościowym nośnikiem informacji. Wydawnictwa Uczelniane, Lublin 2003.
- [4] N. V. Kirianaki, S. Y. Yurish, N. O. Shpak, V. P. Denega: Data acquisition and signal processing for smart sensors. John Wiley & Sons, Ltd, Baffins Lane 2001.
- [5] D. McDonagh, K. I. Arshak: Stable Differential Voltage to Frequency Converter with Low Supply Voltage and Frequency Offset Control, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 47, No 5, October 1998, s. 1355-1361.
- [6] F. N. Trofimenkoff, F. Sabouri, J. Qin, J. W. Haslett: A Square-Rooting Voltage-to-Frequency Converter, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, vol. 46, No 5, October 1997, s. 1208-1211.
- [7] Data Sheets Voltage-to-Frequency Converters: AD537, AD650, AD652, AD654, ADVFC32, AD7740/41/42. Analog Devices.
- [8] J. R. Jasik, P. Warda: Wyznaczanie dynamicznych charakterystyk przetworników pomiarowych "napięcie-częstotliwość". Pomiary Automatyka Kontrola 2002, nr 7-8, s. 37-40.
- [9] M. T. Galewski: On certain features of voltage-to-frequency converters. IV Symposium nt. Pomiarów dynamicznych, Gliwice, 7-8 listopada 2002, s. 35-41.
- [10] D. Świsulski: Koncepcja cyfrowego przetwornika napięcie-częstotliwość. Pomiary Automatyka Kontrola 2007, nr 4, s. 91-93.
- [11] E. Pawłowski: Symulacja czujnika z wyjściem częstotliwościowym w stanach dynamicznych. Pomiary Automatyka Kontrola 2006, nr 9bis, s. 104-106.