

Dariusz ŚWISULSKI

POLITECHNIKA GDAŃSKA, WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI I AUTOMATYKI

Koncepcja cyfrowego przetwornika 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 dokonano przeglądu przetworników analogowych wielkości fizycznych na sygnał impulsowy modulowany częstotliwościowo. Przedstawiono propozycję cyfrowego przetwornika napięcie-częstotliwość. Opisano algorytm działania przetwornika, w którym odstęp między impulsami sygnału częstotliwościowego wyznaczany jest z ekstrapolacji z dwóch próbek napięcia z przetwornika analogowo-cyfrowego. Podano zalety i wady takiego rozwiązania.

Słowa kluczowe: przetwornik napięcie-częstotliwość.

Idea of digital voltage-to-frequency converter**Abstract**

A survey of converters of analog signal to pulse signal with frequency data carrier has been made. Due to some limitations of these converters new solution has been prepared. In the method voltage signal is transformed into a frequency form in microprocessor system. The paper describe algorithm of the converter. In these converter interval between pulses of frequency signal is dependent on the two last samples of voltage. Advantages and disadvantages of the solution have been described.

Keywords: voltage-to-frequency converter.

1. Wprowadzenie

Ze względu na zalety sygnału impulsowego modulowanego częstotliwościowo, jest on często stosowany jako sygnał pośredni w systemach pomiarowych [1]. Używane są przetworniki różnych wielkości fizycznych na sygnał impulsowy.

Sygnał impulsowy jako sygnał pośredni jest stosowany chętnie ze względu na prosty sposób przetworzenia na postać cyfrową i małą wrażliwość na zakłócenia np. przy przesyłaniu na większe odległości [2]. Dobierając odpowiedni czas bramkowania przy zastosowaniu licznika o dużej pojemności można w prosty sposób uzyskać przetwornik o rozdzielczości 16 bitów lub większej, co przy przetwarzaniu napięcia może być trudne. Do zalet przetwarzania f/C w porównaniu z A/C można również zaliczyć dostępność dokładnych wzorców.

Spotykane są trzy grupy przetworników x/f [3]:

- przetworniki z bezpośrednią konwersją $x(t) \rightarrow f(t)$ (np. przetworniki indukcyjne, fotoimpulsowe, akustyczne, strunowe),
- przetworniki z konwersją $x(t) \rightarrow U(t) \rightarrow f(t)$ (np. przetworniki termoelektryczne, przetworniki z czujnikiem Halla),
- przetworniki z konwersją $x(t) \rightarrow P(t) \rightarrow f(t)$, gdzie $P(t)$ jest zmiennym w czasie parametrem, innym niż napięcie (np. przetworniki indukcyjnościowe, pojemnościowe, rezystancyjne).

Sygnał częstotliwościowo-impulsowy (PFM) można przedstawić za pomocą pary zależności [4]:

$$\left\{ \begin{aligned} w(t) &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} f_{imp}(t-t_{wi}) & (1) \\ \frac{1}{t_{wi}-t_{w\ i-1}} &= K \cdot x_{sr} & (2) \end{aligned} \right.$$

gdzie:

- $f_{imp}(t)$ – funkcja impulsu prostokątnego w chwili t ,
- t_{wi} – chwila generacji i -tego impulsu wyjściowego przetwornika,
- K – współczynnik proporcjonalności,
- x_{sr} – wartość średnia funkcji określającej sygnał wejściowy $x(t)$ w czasie od $t_{w\ i-1}$ do t_{wi} .

W pracy [3] przedstawiony jest opis różnych przetworników inteligentnych z wyjściem częstotliwościowym, przeznaczonych zarówno do pomiaru wielkości elektrycznych, jak i nieelektrycznych. Przykładem przetwornika z konwersją bezpośrednią $x(t) \rightarrow f(t)$ jest inkrementalny przetwornik obrotowo-impulsowy do pomiaru prędkości obrotowej [5].

Często sygnały modulowane częstotliwościowo występują w układach z czujnikami pojemnościowymi i indukcyjnościowymi. Czujniki takie mogą być przeznaczone do pomiaru takich wielkości jak np. przemieszczenie, ciśnienie, przepływ [6, 7, 8]. Czujnik może być włączony do obwodu rezonansowego, dzięki czemu częstotliwość drgań uzależniona jest od wartości parametru, np. jego pojemności. Zmiana reaktancji obwodu powoduje zmianę warunku fazy, w wyniku czego generator zmienia swoją częstotliwość drgań na inną, przy której warunek fazy będzie spełniony ponownie. Stosowany jest tu często generator relaksacyjny RC [9] lub generator drgań harmonicznymi (generatory sprzężone [10] i generatory z ujemną rezystancją dynamiczną).

Innym przykładem może być układ z mostkiem czteroramiennym, w którym w jednej z gałęzi znajduje się czujnik pomiarowy [11]. W układzie takim mostek równoważony jest przez zmianę częstotliwości napięcia zasilającego. Częstotliwość ta jest jednocześnie sygnałem wyjściowym. Przetworniki takie w porównaniu z układami generacyjnymi pozwalają na uzyskanie większego zakresu zmian sygnału wyjściowego [12].

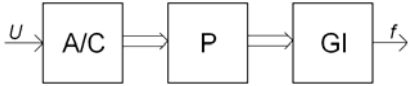
Czujniki, w których wartość mierzonej wielkości przetwarzana jest na zmianę rezystancji, stosowane są często np. przy pomiarze naprężeń paskami tensometrycznymi lub pomiarze temperatury czujnikami rezystancyjnymi. Dlatego używane są również układy do przetwarzania rezystancji na sygnał modulowany częstotliwościowo [13, 14, 15].

Znane są różnego rodzaju przetworniki napięcia na sygnał częstotliwościowy (np. [16, 17]), dostępne są też do tego celu przetworniki wykonane w postaci układów scalonych [18]. Przetworniki takie mogą być szeroko stosowane ze względu na niską cenę i prostą realizację układu pomiarowego. Charakteryzują się one zadawalającymi właściwościami dynamicznymi w dużym zakresie częstotliwości napięcia wejściowego [19]. Częstotliwość wyjściowa przetworników scalonych wynosi od kilkuset kiloherców do kilku megaherców. Wykorzystując taki przetwornik, należy zwrócić uwagę, by sygnał wejściowy nie przekraczał wartości maksymalnej. Przekroczenie tej wartości może doprowadzić do zatrzymania generacji sygnału wyjściowego [20].

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

2. Zasada działania przetwornika

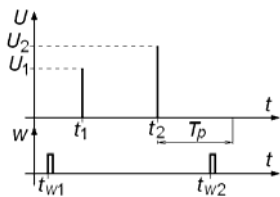
W skład przetwornika napięcie-częstotliwość wchodzi przetwornik analogowo-cyfrowy A/C, próbkujący przetwarzany sygnał wejściowy, mikroprocesor P wykonujący obliczenia oraz generator impulsów GI (rys. 1).



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

Zadaniem przetwornika analogowo-cyfrowego A/C jest realizacja próbkowania, kwantowania i kodowania. Napięcie wejściowe w procesie kwantowania zostaje przypisane do odpowiedniego poziomu, na podstawie którego w procesie kodowania wyznaczona jest odpowiadająca mu liczba. Następnie w mikroprocesorze P zostaje wyznaczona chwila generacji kolejnego impulsu wyjściowego. Informacja ta przekazana zostaje do generatora impulsów GI, na wyjściu którego w wyznaczonej przez mikroprocesor chwili zostaje wytworzony kolejny impuls wyjściowy przetwornika.

Chwila, w której na wyjściu zostaje wygenerowany impuls zostaje wyznaczona na podstawie dwóch ostatnich wartości próbek napięcia, chwil, w których te wartości napięcia zostały uzyskane oraz chwili, w której został wygenerowany ostatni impuls na wyjściu przetwornika (rys. 2). Przy założeniu liniowej zmiany napięcia wejściowego, z ekstrapolacji wyznaczany jest okres wyjściowego sygnału impulsowego. Jeżeli położenie nowego impulsu t_{w2} wypada przed kolejną chwilą próbkowania napięcia wejściowego $t_2 + T_p$ (gdzie T_p jest okresem próbkowania), to zostaje on wygenerowany, jeżeli natomiast położenie impulsu wypada po kolejnej chwili próbkowania, to po wyznaczeniu kolejnej wartości napięcia obliczenia zostają powtórzone dla nowych wartości próbek sygnału wejściowego.



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

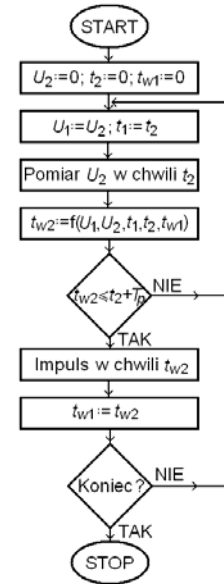
Algorytm działania przetwornika przedstawiony jest na rys. 3. Program wykonywany jest w pętli. Po zainicjowaniu pracy, właściwe działanie rozpoczyna się od drugiego wykonania pętli. Po zmianie indeksu poprzedniej próbki i indeksu chwili jej wyznaczenia, w momencie wynikającym z częstotliwości próbkowania $f_p = 1/T_p$ oraz chwili poprzedniej próbki zostaje pobrana nowa próbka napięcia.

Następnie, na podstawie wartości dwóch ostatnich próbek napięcia, chwili ich próbkowania oraz chwili wystąpienia ostatniego impulsu sygnału wyjściowego przetwornika, zostaje wyznaczona chwila generacji kolejnego impulsu. Na podstawie (2) można napisać:

$$\frac{1}{t_{w2} - t_{w1}} = K \cdot U \left(\frac{t_{w1} + t_{w2}}{2} \right). \quad (3)$$

Wartość napięcia w środkowym punkcie między impulsami w chwilach t_{w1} i t_{w2} obliczana jest z ekstrapolacji przy założeniu liniowej zmiany sygnału wejściowego:

$$U \left(\frac{t_{w1} + t_{w2}}{2} \right) = U_1 + (U_2 - U_1) \cdot \frac{t_{w1} + t_{w2} - 2t_1}{2(t_2 - t_1)}. \quad (4)$$



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

Chwilę t_{w2} można obliczyć z równania kwadratowego, uzyskanego po podstawieniu do równania (3) zależności (4) i jego przekształceniu:

$$K \cdot (U_2 - U_1) \cdot t_{w2}^2 + 2 \cdot K \cdot (U_1 \cdot t_2 - U_2 \cdot t_1) \cdot t_{w2} + K \cdot t_{w1} \cdot [2 \cdot U_2 \cdot t_1 - 2 \cdot U_1 \cdot t_2 - (U_2 - U_1) \cdot t_{w1}] - 2 \cdot (t_2 - t_1) = 0. \quad (5)$$

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

$$t_{w2} = \frac{-2K(U_1 t_2 - U_2 t_1) + \sqrt{\Delta}}{2K(U_2 - U_1)} \quad (6)$$

gdzie:

$$\Delta = 4K^2(U_1 t_2 - U_2 t_1)^2 - 4K^2 \cdot t_{w1} (U_2 - U_1) (2U_2 t_1 - 2U_1 t_2) + 4K^2 (U_2 - U_1)^2 t_{w1}^2 + 8K(U_2 - U_1)(t_2 - t_1) \quad (7)$$

Prostszym rozwiązaniem, możliwym do zastosowania przy małych zmianach wielkości mierzonej, jest wyznaczenie położenia impulsu na podstawie pojedynczej, ostatniej wartości napięcia:

$$t_{w2} = t_{w1} + \frac{1}{K \cdot U_2}. \quad (8)$$

Można również do tego celu wykorzystać bardziej złożone algorytmy, wymagające większej liczby próbek napięcia, przez przyjęcie funkcji nieliniowej (np. wielomianu drugiego stopnia) lub przez przeprowadzenie całkowania numerycznego.

Zaletą zaproponowanego przetwornika jest niezmienna część sprzętowa, natomiast zmiana sposobu jego działania realizowana jest przez zmianę oprogramowania. Przyjęty sposób obliczeń zależy od charakteru zmian wielkości mierzonej oraz stosunku częstotliwości sygnału wyjściowego przetwornika do częstotliwości próbkowania napięcia wejściowego [21].

Jeżeli chwila t_{w2} wypada po chwili kolejnego próbkowania ($t_{w2} > t_2 + T_p$), to działanie programu zostaje zatrzymane do chwili pobrania kolejnej próbki napięcia, po której wyznaczane jest nowe położenie impulsu wyjściowego. Jeżeli $t_{w2} \leq t_2 + T_p$, to zostaje zaprogramowany generator 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.

3. Zalety i wady cyfrowego przetwornika U/f

Zaletą cyfrowej realizacji przetwornika w porównaniu z analogową jest ograniczenie wpływu szumów w elementach analogowych i dryfu parametrów tych elementów. Układ umożliwia uzyskanie lepszych właściwości dynamicznych – reakcja na zmiany sygnału wejściowego występuje już w najbliższym okresie sygnału impulsowego [22].

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 (np. zmiana według funkcji sinusoidalnej). Pozwala to na testowanie działania wykorzystywanych układów pomiarowych cyfrowego przetwarzania sygnałów częstotliwościowych i ocenę wprowadzanych przez nie błędów [23].

Wadą rozwiązania jest znacznie większa złożoność, a w związku z tym i cena. Stosując przedstawiony 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.

W trakcie pomiaru długości pojedynczego okresu T_x sygnału wyjściowego przetwornika, maksymalny bezwzględny błąd kwantowania jest równy $\Delta T_x = T_{g1} + T_{g2}$, gdzie T_{g1} jest okresem wzorcowego sygnału taktującego, wyznaczającego położenie impulsów wyjściowych, natomiast T_{g2} jest okresem sygnału wzorcowego, którego impulsy zliczane są w czasie pomiaru. Stąd maksymalny błąd względny jest równy

$$\delta T_x = \frac{T_{g1} + T_{g2}}{N \cdot T_{g2}}, \quad (7)$$

gdzie N jest liczbą zliczonych impulsów sygnału wzorcowego.

Dla $T_{g1} = T_{g2}$ błąd kwantowania będzie dwukrotnie większy niż przy zastosowaniu przetwornika analogowego.

Przy pewnych zmianach sygnału wejściowego, może wystąpić też 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.

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 kształtowania charakterystyki. 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 najprostszym przypadku wykorzystywana jest pojedyncza próbka napięcia, w bardziej złożonych poprzez ekstrapolację liniową z dwóch próbek, kończąc na najbardziej zaawansowanych obliczeniach z większej liczby próbek. Oczywiście należy liczyć się ze zwiększeniem czasu obliczeń dla bardziej złożonych algorytmów, a co się z tym wiąże zwiększeniem błędów przetwarzania.

5. Literatura

- [1] D. Świsulski: Wielokanałowa akwizycja z torami pomiarowymi z napięciowym i częstotliwościowym nośnikiem informacji. *Pomiary Automatyka Kontrola* 2006, nr 6, s. 27-29.
- [2] D. Świsulski: Cyfrowa rejestracja sygnałów impulsowych z częstotliwościowym nośnikiem informacji. Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2006.
- [3] 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
- [4] J. Jaworski: *Matematyczne podstawy metrologii*. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa 1979
- [5] D. Świsulski: Dobór okresu sygnału impulsowego przy cyfrowych pomiarach polkości obrotowej w warunkach dynamicznych. *Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej* 2000, nr 583, *Elektryka* nr 86, s. 149-158
- [6] S. M. Huang, A. L. Stott, R. G. Green, M. S. Beck: *Electronic transducers for industrial measurements of low value capacitances*, *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 21, March 1988, s. 242-250
- [7] A. Krzywaźnia, J. Ociepka: Metoda przetwarzania C/T w pomiarach małych pojemności, *Pomiary Automatyka Kontrola* 2000, nr 6, s. 6-8
- [8] F. N. Toth, G. C. M. Meijer, H. M. M. Kerkvliet: A very accurate measurement system for multielectrode capacitive sensors, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 45, No 2, August 1996, s. 531-536
- [9] F. N. Toth, G. C. M. Meijer: A low-cost smart capacitive position sensor, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 41, No 6, December 1992, s. 1041-1044
- [10] H. Urzędniczek: Optymalizacja konstrukcji pewnej klasy przetworników typu "parametr/okres" ze względu na błędy dynamiczne, *Pomiary Automatyka Kontrola* 1998, nr 2, s. 34-37
- [11] H. Schollmeyer: A digital AC bridge as an impedance to frequency converter, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 34, No 3, September 1985, s. 389-392
- [12] H. Urzędniczek: Comparative investigations of "parametr-to-period" measuring converters, *Proceedings of the XIII IMEKO World Congress, Turyn 1994*, vol. 2, s. 978-981
- [13] C. D. Johnson, H. Richeh: Highly accurate resistance deviation to frequency converter with programmable sensitivity and resolution, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 35, 1986, s. 178-181
- [14] S. Kaliyugavaradan: A linear resistance-to-time converter with high resolution, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 49, No 1, February 2000, s. 151-153
- [15] K. Mochizuki, K. Watanabe: A High-Resolution, Linear Resistance-to-Frequency Converter, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements*, vol. 45, No 3, August 1996, s. 761-764
- [16] 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
- [17] 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
- [18] *Data Sheets Voltage-to-Frequency Converters: AD537, AD650, AD652, AD654, ADVFC32, AD7740/41/42*. Analog Devices
- [19] J. R. Jasik, P. Warda: Wyznaczanie dynamicznych charakterystyk przetworników pomiarowych "napięcie-częstotliwość". *Pomiary Automatyka Kontrola* 2002, nr 7/8, s. 37-40
- [20] M. T. Galewski: On certain features of voltage-to-frequency converters. *IV Symposium nt. Pomiarów dynamicznych*, Gliwice, 7-8 listopada 2002, s. 35-41
- [21] D. Świsulski: Cyfrowy przetwornik napięcie-częstotliwość. Referat zgłoszony na Kongres Metrologii, Kraków 9-13 września 2007
- [22] D. Świsulski: Błąd dynamiczny w torze pomiarowym z częstotliwościowym nośnikiem informacji. *Pomiary Automatyka Kontrola* 2000, nr 2, s. 2-6
- [23] E. Pawłowski: Symulacja czujnika z wyjściem częstotliwościowym w stanach dynamicznych. *Pomiary Automatyka Kontrola* 2006, nr 9bis, s. 104-106