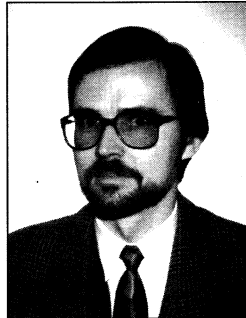


Dariusz ŚWISULSKI

POLITECHNIKA GDAŃSKA

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI I AUTOMATYKI, KATEDRA MIERNICTWA ELEKTRYCZNEGO

Pomiar okresu metodą zliczania zależnego w warunkach dynamicznych**Dr inż. Dariusz Świsulski**

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Gdańskiej (1987 r.). Od 1988 roku pracownik naukowo-dydaktyczny Katedry Miernictwa Elektrycznego Politechniki Gdańskiej. Rozprawę doktorską z wyróżnieniem obronił w 1994 roku. Jego główne zainteresowania naukowe obejmują cyfrową technikę pomiarową, systemy pomiarowe, przyrządy wirtualne. Autor lub współautor ponad 100 publikacji naukowych w czasopiśmie i materiałach konferencyjnych, w kraju i za granicą. Jest autorem skryptu „Systemy pomiarowe. Laboratorium”, współautorem skryptu „Miernictwo elektryczne. Laboratorium” oraz współautorem książki „Komputerowa technika pomiarowa w przykładach”.

Streszczenie

W artykule przedstawiono założenia nowej metody zliczania zależnego w pomiarach okresu w warunkach dynamicznych. Zaproponowana metoda uzależnia liczbę okresów, w trakcie których wykonywany jest pomiar, od zmian długości sąsiednich okresów. Dla małych zmian czas jest wydłużany, pozwalając zmniejszyć błąd kwantowania, przy większych zmianach czas pomiaru jest krótszy, dzięki czemu wpływ błędów dynamicznego jest mniejszy. W artykule przedstawiono również specjalny przetwornik względnej różnicy dwóch kolejnych okresów.

Abstract

A new method of reciprocal counting for digital measurement of period under dynamic conditions has been presented in the paper. In the proposed method the number of periods in which the measurement is performed depends on the measuring length changes of neighbouring periods. The method allows to reduce the total measuring error resulting from dynamic error and error of quantization. A special converter of the relative difference of length of two successive periods is demonstrated.

Wprowadzenie

Cyfrowy pomiar okresu realizowany jest przez zliczanie okresów sygnału z generatora wzorcowego w czasie jednego lub całkowitej wielokrotności mierzonych okresów. Pomiar ten obarczony jest błędem kwantowania, błędem bramkowania i błędem częstotliwości generatora wzorcowego [2].

Błąd względny pomiaru okresu odniesiony jest do czasu, w którym zliczane są okresy sygnału z generatora wzorcowego, dlatego jedną z metod zmniejszenia błędów jest wydłużenie czasu pomiaru. Najczęściej pomiar wykonywany jest w czasie stałej wielokrotności mierzonych okresów [9] lub w metodach zliczania zależnego uzależniony jest od długości tych okresów [1, 3, 7] – przy krótszych pojedynczych okresach pomiar odbywa się w czasie ich większej liczby. Całkowity czas pomiaru, bez względu na długość pojedynczych okresów, zmienia się dzięki temu w niewielkich granicach, przez co również błąd pomiaru przyjmuje wartości z niewielkiego zakresu.

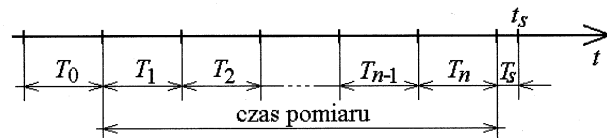
Metoda ta nie uwzględnia jednak błędów dynamicznych. Błędy te występują, gdy długość kolejnych okresów zmienia się w czasie pomiaru i wynik pomiaru jest wartością średnią, różną od wartości okresu w chwili, w której go otrzymujemy [5]. W takim wypadku przy dłuższych czasach pomiaru błąd dynamiczny ma większe wartości.

W artykule przedstawiona jest propozycja metody zliczania zależnego, w której czas pomiaru uzależniony jest nie od długości kolejnych okresów, ale od ich zmiany. Jeżeli zmiany te są małe, pomiar jest wydłużany o kolejne okresy, pozwalając zmniejszyć błędy statyczne, jeżeli zmiany są większe, pomiar zostaje zakończony. Metoda ta pozwala zmniejszyć całkowity błąd pomiaru uwzględniający nie tylko błędy statyczne, ale i dynamiczne.

1. Założenia proponowanej metody

Metoda polega na sprawdzaniu po każdym pojedynczym okresie, czy wydłużenie pomiaru o kolejny okres może zwiększyć dokładność pomiaru [6]. Pomiar długości pojedynczego okresu lub przy wydłużeniu czasu pomiaru pomiar długości kilku kolejnych okresów realizowany jest tradycyjną metodą cyfrową, przez zliczanie okresów sygnału z generatora wzorcowego.

Błąd dynamiczny przy pomiarze w czasie n kolejnych okresów można obliczyć jako względną różnicę między średnią wartością okresu $T_{n, avg}$ uzyskaną z pomiaru i ekstrapolowaną wartością okresu $T_{n, eks}$ w chwili uzyskania wyniku t_s , po czasie T_s od zakończenia ostatniego okresu T_n , w którym wykonywany był pomiar (rys. 1):



Rys. 1. Czas pomiaru okresu średniego

$$\delta_{d,n} = \frac{T_{n, avg} - T_{n, eks}}{T_{n, eks}} \quad (1)$$

Wartość okresu $T_{n, avg}$ można wyznaczyć jako iloraz średniej liczby zliczonych okresów sygnału z generatora wzorcowego i częstotliwości generatora wzorcowego f_g .

Wartość $T_{n, eks}$ można obliczyć na podstawie wartości dwóch ostatnich okresów T_{n-1} i T_n poprzedzających chwilę, w której uzyskano wynik, przy założeniu, że częstotliwość mierzonego sygnału zmienia się w tym czasie liniowo:

$$T_{n, eks} = \frac{N_0}{f_g} \cdot \frac{2 + 2c + 2cn + c^2n + c^2n^2 + 2c \frac{\sigma}{N_0}}{2 + c} \quad (2)$$

gdzie:

 c – względna zmiana długości dwóch kolejnych okresów, N_0 – liczba okresów sygnału z generatora wzorcowego zliczonych w czasie okresu T_0 poprzedzającego mierzone okresy, σ – opóźnienie T_s wynikające z dodatkowego opóźnienia związanego z realizacją metody oraz z czasu potrzebnego na obliczenie wyniku, jego przesłanie i wizualizację, wyrażone jako wielokrotność okresów sygnału z generatora wzorcowego ($\sigma = T_s \cdot f_g$).

Na podstawie (1, 2) błąd dynamiczny można wyrazić zależnością:

$$\delta_{d,n} = - \frac{cn + c^2 \left(n^2 + \frac{1}{2}n - \frac{1}{2} \right) + 2c \frac{\sigma}{N_0}}{2 + 2c + 2cn + c^2n + c^2n^2 + 2c \frac{\sigma}{N_0}} \quad (3)$$

Błąd kwantowania przy pomiarze w czasie n kolejnych okresów wyrażony jako funkcja c , n i N_0 wynosi:

$$\delta_{k,n} = \frac{1}{\sum_{i=1}^n N_i} = \frac{2}{n \cdot N_0 (2 + c + cn)} \quad (4)$$

Całkowity błąd pomiaru, przy uwzględnieniu błędu dynamicznego i kwantowania, a pominięciu pozostałych źródeł błędów można obliczyć z wzoru:

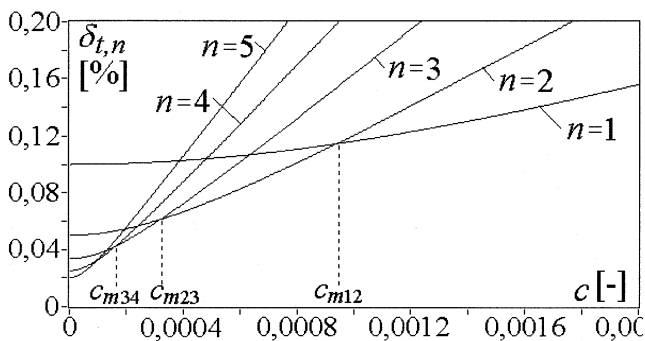
$$\delta_{t,n} = \sqrt{\delta_{k,n}^2 + \delta_{d,n}^2} \quad (5)$$

Podstawiając do wzoru (5) za $\delta_{d,n}$ i $\delta_{k,n}$ zależności (3) i (4) błąd całkowity dla dowolnej liczby okresów n , przy której wykonywany był pomiar możemy uzależnić od c , N_0 i σ .

Na rys. 2 przedstawiono wykres całkowitego błędu pomiaru, w funkcji względnej zmiany okresów c dla $N_0 = 1000$, $\sigma = 100$ i $n = 1, 2, 3, 4$ i 5 . Z wykresu tego wynika, że dla małych zmian kolejnych okresów w czasie pomiaru (małych wartości c) można zwiększając czas pomiaru o kolejne okresy uzyskać mniejszy całkowity błąd pomiaru. Dla większych wartości c wydłużenie czasu pomiaru powoduje wzrost błędu.

Ze wzrostem n rośnie błąd dynamiczny, natomiast błąd kwantowania maleje. Błąd całkowity ze wzrostem n początkowo maleje, następnie zmiany są niewielkie, by dla większych n powoli rosł. Znaczące zwiększenie dokładności można uzyskać wydłużając pomiar do około 4 okresów. Dalsze wydłużanie pomiaru nie daje już większej poprawy dokładności.

Wartość kryterialna c , przy której błąd całkowity jest jednakowy dla dwóch sąsiednich wartości n została oznaczona jako c_m . Na rys. 2 zaznaczono wartość c_{m12} , przy której błąd całkowity przy pomiarze w czasie jednego i dwóch okresów jest jednakowy, wartość c_{m23} , przy której błąd całkowity przy pomiarze w czasie dwóch i trzech okresów jest jednakowy i wartość c_{m34} , przy której błąd całkowity przy pomiarze w czasie trzech i czterech okresów jest jednakowy. Dla wartości $c < c_m$ wydłużenie pomiaru o kolejny okres spowoduje zmniejszenie błędu całkowitego, np. wydłużenie pomiaru z jednego do dwóch okresów zwiększy dokładność dla $c < c_{m12}$.



Rys. 2. Błąd całkowity w funkcji c dla $N_0 = 1000$, $\sigma = 100$ i dla różnych wartości n

Wartość c_m zależy od N_0 i od σ . Metodą aproksymacji uzyskano przybliżoną zależność na wartość $1/c_m$:

$$\frac{1}{c_m} = a_1 \cdot N_0 + a_2 \cdot \sigma + a_3 \quad (6)$$

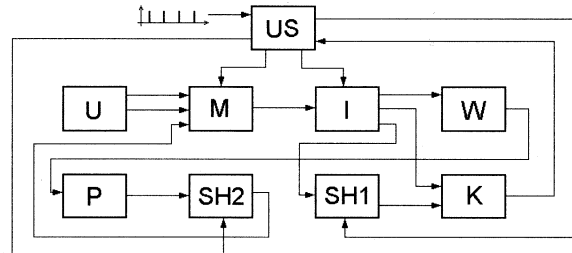
gdzie: $a_1 = 0,95$, $a_2 = 0,43$, $a_3 = 127$ przy przedłużeniu pomiaru z jednego do dwóch okresów, $a_1 = 2,6$, $a_2 = 1$, $a_3 = 650$ przy przedłużeniu pomiaru do trzech okresów, $a_1 = 5$, $a_2 = 1,2$, $a_3 = 1150$ przy przedłużeniu pomiaru do czterech okresów.

Znając N_0 i σ można wyznaczyć wartość c_m dla danego n i porównać ją z wartością c wyznaczoną na podstawie długości dwóch ostatnich okresów. W zależności od wyniku porównania pomiar może być zakończony lub przedłużony o następny okres.

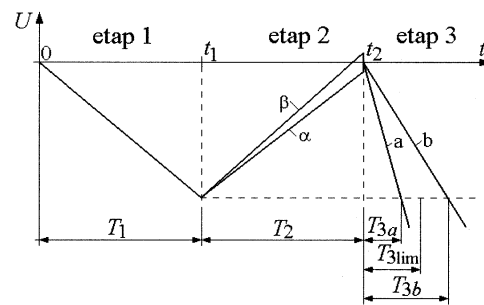
Problemem jest wyznaczenie wartości bieżącej c . Ponieważ metoda może być stosowana dla małych zmian wartości okresu, wartość c nie może być obliczona metodą cyfrową, gdyż różnica między dwoma okresami może być mniejsza od jednego okresu sygnału z generatora wzorcowego ($T_i - T_{i-1} < 1/f_0$), co by doprowadziło do dużych błędów w określeniu wartości c .

2. Układ porównujący długość dwóch sąsiednich okresów

W celu realizacji omawianej metody zaprojektowano specjalny przetwornik względnej różnicy długości dwóch kolejnych okresów z wykorzystaniem układu całkującego. Układ ten oparty jest na opracowanym wcześniej przetworniku odchylenia okresu od wartości znamionowej [8]. Schemat blokowy układu jest przedstawiony na rys. 3, a przebiegi napięć w układzie na rys. 4.



Rys. 3. Schemat blokowy układu porównującego czas trwania dwóch kolejnych okresów: US – układ sterujący, U – źródło napięć odniesienia, M – multiplexer analogowy, I – integrator, W – wzmacniacz, P – prostownik, SH1, SH2 – układy próbkująco-pamiętające, K – komparator



Rys. 4. Przebiegi napięć w układzie całkującym

Pomiar odbywa się w 3 etapach. Pierwszy etap rozpoczyna się w chwili rozpoczęcia okresu poprzedzającego okres mierzony. W chwili $t = 0$ do wejścia integratora zostaje podłączone napięcie wzorcowe U_{ref} . Napięcie na wyjściu integratora zmniejsza się liniowo w czasie okresu T_1 osiągając poziom:

$$U(t_1) = -\frac{1}{RC} \int_0^{t_1} U_{ref} dt = -\frac{1}{RC} \cdot U_{ref} \cdot T_1 \quad (7)$$

Jednocześnie w czasie T_1 zliczane są okresy sygnału z generatora wzorcowego o częstotliwości f_0 , a ich liczba oznaczona jako N_0 .

W chwili zakończenia okresu T_1 kończy się pierwszy etap pomiaru, w pierwszym układzie próbkująco-pamiętającym zapamiętane jest napięcie $U_1 = U(t_1)$ i rozpoczyna się drugi etap. Na początku tego etapu układ sterujący odłącza od wejścia integratora napięcie U_{ref} i dołącza napięcie wzorcowe U_{ref} o przeciwnej polaryzacji ($-U_{ref}$). W etapie tym, w czasie kolejnego okresu mierzony sygnał T_2 , napięcie na wyjściu integratora narasta liniowo, osiągając w chwili t_2 wartość:

$$U(t_2) = U(t_1) - \frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} -U_{ref} dt = -\frac{1}{RC} \cdot U_{ref} \cdot (T_1 - T_2) \quad (8)$$

Jeżeli $T_1 > T_2$, to napięcie $U(t_2) < 0$ (prosta na rys. 4), natomiast gdy $T_1 < T_2$, to napięcie $U(t_2) > 0$ (prosta β na rys. 4).

W drugim etapie odbywa się właściwy pomiar mierzony okresu T_2 , przez zliczanie okresów sygnału z generatora wzorcowego. Jednocześnie w drugim etapie obliczana jest wartość graniczna T_{3lim} . Wartość ta jest zdefiniowana jako:

$$T_{3lim} = \frac{1}{c_m} \cdot \frac{RC}{A} \quad (9)$$

gdzie RC jest stałą czasową integratora, a A wzmocnieniem wzmacniacza połączonego z wyjściem integratora. W miejsce $1/c_m$ można podstawić zależność (6).

Występująca we wzorze (6) wartość σ jest funkcją czasu opóźnienia T_s , który można wyrazić jako sumę czasu T_{3lim} i czasu T_{cal} koniecznego na obliczenie wartości mierzonego okresu, jego przesłanie i wizualizację ($T_s = T_{3lim} + T_{cal}$).

Po prostych przekształceniach czas T_{3lim} można wyrazić zależnością:

$$T_{3lim} = \frac{a_1 \cdot N_0 + a_2 \cdot T_{cal} \cdot f_g + a_3}{\frac{A}{RC} - a_2 \cdot f_g} \quad (10)$$

Wyjście integratora połączone jest z wejściem wzmacniacza o wzmocnieniu $-A$. Wyjście wzmacniacza połączone jest z prostownikiem dwupołówkowym, na wyjściu którego otrzymywana jest wartość bezwzględna ze wzmacnionego A razy napięcia wyjściowego z integratora. W momencie zakończenia mierzonego okresu T_2 kończy się drugi etap i w drugim układzie próbkująco-pamiętającym zostaje zapamiętana wartość bezwzględna napięcia z wyjścia wzmacniacza:

$$U_{II} = \frac{A}{RC} U_{ref} \cdot |T_1 - T_2| \quad (11)$$

W drugim etapie pomiaru wartość T_{3lim} obliczana jest przez mikroprocesor ze wzoru (10) na podstawie liczby okresów sygnału z generatora wzorcowego N_0 zliczonych w etapie 1.

Trzeci etap pomiaru rozpoczyna wyzerowanie wyjścia integratora. Następnie rozpoczyna się odmierzenie czasu T_{3lim} . Jednocześnie wyjście integratora podłączone zostaje z pierwszym wejściem komparatora, na którego drugie wejście zostaje dołączone napięcie określone wzorem (7), równe napięciu na zakończeniu pierwszego etapu (zapamiętane w pierwszym układzie próbkująco-pamiętającym). Na wejście integratora dołączone jest napięcie U_{II} , zapamiętane w drugim układzie próbkująco-pamiętającym. W rezultacie napięcie na wyjściu integratora opada liniowo. Po czasie T_3 napięcie to osiągnie wartość U_I :

$$U(t_2 + T_3) = -\frac{1}{RC} \cdot \int_{t_2}^{t_2+T_3} U_{II} dt = U_I \quad (12)$$

Po podstawieniu w miejsce napięcia $U_{II} = U(t_2)$ wzoru (11) i w miejsce $U_I = U(t_1)$ zależności (7) oraz prostych przekształceniach, dla małych zmian okresu ($T_1 \approx T_2$) otrzymujemy:

$$T_3 = \frac{1}{|c|} \cdot \frac{RC}{A} \quad (13)$$

Ze wzoru (13) wynika, że czas T_3 , po którym napięcie na wyjściu integratora przyjmie wartość mniejszą od U_I jest odwrotnie proporcjonalny do c . Mierząc ten czas można określić względną zmianę długości okresu. W przyjętym rozwiązaniu czas pomiaru odstępu T_3 jest długi dla małych wartości c . W realizacji tej nie jest jednak ważne jaką wartość ma c , a jedynie, czy przekroczyło pewną wartość graniczną c_m określoną wzorem (6). Porównując wzory (13) i (9) można stwierdzić, że wartość graniczna c_m została przekroczona, gdy czas T_3 przekroczył czas graniczny T_{3lim} określony wzorem (10).

Jak już wspomniano, w trzecim etapie pomiaru rozpoczyna się odmierzenie wyznaczonego wcześniej czasu T_{3lim} (przez odliczanie $N_{3lim} = T_{3lim} \cdot f_g$ okresów sygnału z generatora wzorcowego). Po minięciu czasu T_{3lim} napięcie na wyjściu integratora porównywane jest w komparatorze z napięciem U_I . Napięcie na wyjściu komparatora $U_{Out} < 0$ oznacza, że $T_3 \leq T_{3lim}$ (prosta a na rys. 4) czyli $c \geq c_m$, co informuje, że wydłużenie pomiaru o kolejny okres nie zwiększy dokładności pomiaru. Dlatego pomiar jest zakończony, a po wykonaniu obliczeń podawany jest wynik. Natomiast napięcie na wyjściu komparatora $U_{Out} > 0$ oznacza, że $T_3 > T_{3lim}$ (pro-

sta b na rys. 4), czyli $c < c_m$, co informuje, że wydłużenie pomiaru o kolejny okres może zwiększyć dokładność. Dlatego pomiar jest przedłużony o kolejny okres (nie dłuższy niż cztery okresy), po którym ponownie odmierzany jest czas T_{3lim} (ale obliczony już według innego wzoru).

Jeden układ porównujący z rys. 3 umożliwia tylko jedno porównanie czasu trwania dwóch kolejnych okresów. Ponieważ przy jednym pomiarze mogą wystąpić maksymalnie trzy porównania, należy zastosować trzy takie układy, pracujące z przesunięciem jednego okresu sygnału wejściowego.

3. Podsumowanie

Przedstawiona metoda może być stosowana, gdy w celu zwiększenia dokładności nie jest możliwe zwiększenie częstotliwości generatora wzorcowego, którego okresy zliczane są w czasie pomiaru. Dokładność pomiaru w takim wypadku może być zwiększona przez wydłużenie pomiaru, przy czym zastosowanie opisanej metody umożliwia wydłużenie pomiaru tylko wtedy, gdy ze względu na zmiany długości mierzonego okresu nie spowoduje to zwiększenia błędów dynamicznego. Zastosowanie układów analogowych umożliwiło uzależnienie czasu pomiaru od zmiany długości sąsiednich okresów, nawet gdy zmiana ta jest mniejsza od jednego okresu sygnału z generatora wzorcowego.

W [6] zamieszczono symulację numeryczną przedstawiającą korzyści wynikające z wykorzystania metody przy pomiarze prędkości obrotowej za pomocą przetwornika obrotowo-impulsowego.

Opisana metoda po modyfikacji może być wykorzystana również przy pomiarze okresu napięcia, którego nachylenie zbocza jest mniejsze, np. przebiegu sinusoidalnego. Ważnym składnikiem błędu pomiaru okresu jest w takim wypadku błąd bramkowania [4].

Cechą przedstawionej metody jest to, że sam pomiar okresu realizowany jest metodą cyfrową, przez zliczanie okresów sygnału wzorcowego. Dlatego ewentualne błędy występujące w analogowej części układu pomiarowego nie zwiększają błędów pomiaru okresu metodą cyfrową, a jedynie spowodować mogą sytuację, gdy czas pomiaru dobrany jest nieodpowiednio do dynamiki zmian okresu mierzonego.

Literatura

- [1] R. BONERT: Design of a high performance digital tachometer with microcontroller. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements*, vol. 38, December 1989.
- [2] Fundamentals of Time Interval Measurements. Application Note 200-3, Hewlett Packard, 1997.
- [3] M. PROKIN: Double Buffered Wide-Range Frequency Measurement Method for Digital Tachometers. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements*, vol. 40, No. 3, June 1991.
- [4] D. ŚWISULSKI: Analiza dokładności cyfrowego pomiaru okresu zakłóconego napięcia sinusoidalnego w warunkach dynamicznych. Materiały Krajowego Kongresu Metrologii KKM 2001, Warszawa 24-27.06.2001.
- [5] D. ŚWISULSKI: Błąd dynamiczny w torze pomiarowym z częstotliwościowym nośnikiem informacji. *Pomiary Automatyka Kontrola* 2000, nr 2.
- [6] D. ŚWISULSKI: Nowa metoda zliczania zależnego w pomiarach okresu w warunkach dynamicznych. Materiały Joint IMEKO TC-1 & XXXIV MKM Conference 2002, Wrocław, 8-12.09.2002.
- [7] D. ŚWISULSKI, E. PAWŁOWSKI, P. PORZEZIŃSKI: Metoda zliczania zależnego w pomiarach i rejestracji prędkości obrotowej. Część 1, *Elektronizacja* 1999, nr 11, część 2, *Elektronizacja* 1999, nr 12.
- [8] D. ŚWISULSKI, M. WOŁOSZYK: Przetwarzanie odchylenia okresu od wartości znamionowej na długość impulsu w układzie całkującym. *Metrologia i Systemy Pomiarowe* 1999, Zeszyt 4.
- [9] J. ZAKRZEWSKI: Dynamic accuracy of multiperiod counters. *Measurement* 1995, nr 15.