

Ryszard RYBSKI, Mariusz KRAJEWSKI

Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Metrologii Elektrycznej

Pomiar przemieszczenia liniowego z zastosowaniem indukcyjnościowego przetwornika transformatorowego oraz dyskretnego przekształcenia Fouriera

Dr inż. Ryszard RYBSKI

Studia wyższe ukończył na Wydziale Elektrycznym Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Zielonej Górze w 1979r. Stopień naukowy doktora otrzymał na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej w 1989r. Jest autorem ponad 40 publikacji naukowych oraz wielu opracowań zrealizowanych na zamówienie przemysłu. Obecnie pracuje na stanowisku adiunkta w Instytucie Metrologii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego. Prowadzi prace badawcze z zakresu dokładnych pomiarów impedancji.



Mgr inż. Mariusz KRAJEWSKI

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Zielonogórskiej (2001). Od października 2001 asystent w Instytucie Metrologii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego. Zainteresowania: komputerowe systemy pomiarowe, przetwarzanie sygnałów i doświadczalna weryfikacja wyników symulacji.



Streszczenie

W artykule przedstawiono sposób wykorzystania uniwersalnej karty akwizycji danych oraz algorytmu opartego na dyskretnym przekształceniu Fouriera, do przetwarzania sygnału wyjściowego transformatorowego przetwornika przemieszczenia liniowego. Przeprowadzono badania symulacyjne mające na celu określenie najlepszych warunków próbkowania. Wyniki pomiarów uzyskane tą metodą zostały porównane z wynikami otrzymanymi z zastosowaniem innych metod.

Abstract

The linear variable differential transformers still find many applications, mainly in the industry. New measuring techniques based on Discrete Fourier Transform (DFT) makes a new possibility of precision processing of the transducers signals. In this paper, a system based on DFT, where LVDT is supplied by autonomic, sine wave generator and the input and output voltages are processed to digital forms by commercial, universal acquisition data card (fig. 2) is analysed. Simulations were used to analyse influence of the length of the rectangular window, spectral leakage on accuracy of determining amplitudes of processed signals. Experimental analyses were also made for proposed measuring system. Measuring results have been compared with another ones, acquired in a two digital voltmeters circuit and an analogue conditioner AD 698 (fig. 5).

Słowa kluczowe: pomiar przemieszczenia, przetwornik transformatorowy, dyskretne przekształcenie Fouriera

Keywords: displacement measurement, differential transformer, discrete Fourier transform

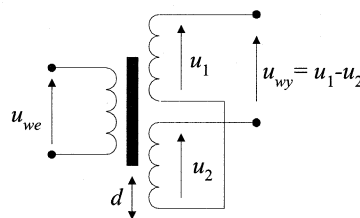
1. Wprowadzenie

Różnicowe przetworniki transformatorowe przemieszczenia liniowego znajdują w dalszym ciągu wiele zastosowań, głównie w przemyśle. Wynika to z ich zalet, do których należy zaliczyć dobrą liniowość charakterystyki przetwarzania, powtarzalność, wysoką rozdzielczość oraz niezawodność [1, 2, 3]. Typowy różnicowy przetwornik transformatorowy składa się z uzwojenia pierwotnego, dwóch identycznych, najczęściej przeciwsośnie połączonych uzwojeń wtórnych oraz ruchomego rdzenia magnetycznego (rys. 1).

Napięcie wyjściowe przetwornika, będące różnicą napięć wyjściowych uzwojeń wtórnych, zmienia się wraz ze zmianą położenia rdzenia. W idealnym przetworniku amplituda napięcia wyjściowego zmienia się proporcjonalnie do wartości przemieszczenia rdzenia od położenia środkowego, natomiast kąt przesunięcia fazowego przyjmuje, w stosunku do napięcia wejściowego, wartości 0° lub 180° .

Do przetwarzania napięć wyjściowych przetworników transformatorowych stosuje się wiele różnych metod i układów pomiarowych. Spośród tradycyjnych rozwiązań należy wymienić metodę detekcji synchronicznej, która zapewnia zwykle odpowiedni poziom stosunku sygnału do szumu przetwarzanego napięcia wyjściowego

przetwornika, umożliwia wykrywanie kierunku przemieszczania rdzenia, lecz dla zapewnienia niezbędnej dokładności wymaga kompensacji kąta przesunięcia fazowego pomiędzy napięciem pierwotnym i wtórnym. Przykładem nowego rozwiązania są układy AD 598 i AD 698. Są to układy scalone, które wytwarzają sinusoidalne napięcie zasilające przetwornik jak i przetwarzają jego napięcie wyjściowe na napięcie stałe proporcjonalne do przemieszczenia. W układach tych uniknięto większości wad wcześniejszych rozwiązań analogowych, m.in. dzięki niestandardowemu wykorzystaniu w ich stopniach wejściowych detektorów synchronicznych do zamiany napięcia zmiennego na stałe. Układy te mają jednak pewne ograniczenia. Dokładność układu AD 598 zależy od stałości amplitud obydwu napięć wtórnych w całym zakresie przetwarzania, natomiast w układzie AD 698 niezbędne jest zastosowanie zewnętrznych elementów RC do kompensacji fazowej.



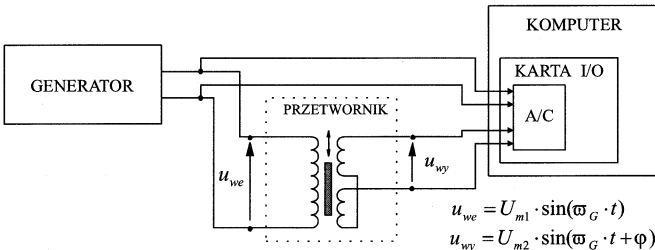
Rys. 1. Uproszczony schemat transformatorowego różnicowego przetwornika przemieszczenia

Fig. 1. Simplified diagram of a linear variable differential transformer

Nowe możliwości dokładnego przetwarzania sygnałów występujących w przetwornikach transformatorowych stwarza stosowanie technik pomiarowych opartych na dyskretnym przekształceniu Fouriera (ang. *Discrete Fourier Transform - DFT*). Stosując DFT wyznacza się najczęściej stosunek amplitud podstawowych harmonicznych napięcia wejściowego i wyjściowego przetwornika. W literaturze prezentowane są rozwiązania różniące się algorytmami stosowanymi do estymacji amplitud napięć oraz rozwiązaniami sprzętowymi. Np. w [4] zaproponowano specjalizowany układ z procesorem sygnałowym w którym metodami cyfrowymi zarówno wytwarza się napięcie zasilające jak i przetwarza napięcie wyjściowe przetwornika. Takie rozwiązanie pozwala łatwo spełnić warunek synchronicznego próbkowania przetwarzanego sygnału, co ma zasadnicze znaczenie dla dokładności metod opartych na DFT. Dostępne są również specjalizowane moduły pomiarowe do współpracy z przetwornikami transformatorowymi [5]. Poniżej analizuje się właściwości opartego na DFT układu, w którym przetwornik transformatorowy zasilany jest z autonomicznego generatora napięcia sinusoidalnego, a napięcia wejściowe i wyjściowe przetwarzane są na postać cyfrową za pomocą komercyjnej uniwersalnej karty akwizycji danych.

2. Koncepcja Pomiaru

Pomiar przemieszczenia liniowego za pomocą transformatorowego różnicowego przetwornika z zastosowaniem DFT polega na spróbkowaniu i skwantowaniu napięcia wejściowego i wyjściowego przetwornika, i następnie, z zastosowaniem odpowiedniego oprogramowania, wyznaczeniu stosunku amplitud harmoniczných podstawowych obydwu napięć. Równocześnie wyznaczenie różnicy faz tych napięć pozwala określić kierunek przemieszczenia. W stosunkowo prosty sposób takie zadanie można rozwiązać w układzie pomiarowym złożonym z generatora napięcia sinusoidalnego zasilającego przetwornik przemieszczenia oraz karty pomiarowej przetwarzającej napięcie wejściowe i wyjściowe przetwornika (rys. 2).



Rys. 2. Układ pomiarowy do współpracy z różnicowym przetwornikiem transformatorowym

Fig. 2. Measuring circuit to collaborate with a differential transformer

W przedstawionym układzie dokładność pomiaru przemieszczenia będzie zależać od błędów przetwornika transformatorowego oraz dokładności wyznaczenia stosunku amplitud napięć U_{m2}/U_{m1} . W analizowanym rozwiązaniu dokładność pomiaru stosunku napięć określona jest przez właściwości metrologiczne zastosowanej karty pomiarowej oraz właściwości algorytmu DFT. Ponadto, ustalenie warunków pomiaru musi zawsze uwzględniać parametry techniczne przetwornika przemieszczenia i karty pomiarowej. W celu określenia optymalnych warunków pomiaru obydwu napięć przeprowadzono symulacje komputerowe, których celem było zbadanie wpływu liczby próbek N zbieranych w przedziale próbkowania (w oknie pomiarowym o długości T_p) oraz przecieku widma będącego następstwem braku pełnej synchronizacji częstotliwości próbkowania f_s oraz częstotliwości napięcia wejściowego f_G . Liczba zbieranych próbek decyduje o rozdzielczości DFT, a tym samym o stosunku sygnału do szumu wyznaczanego prążka wyjściowego DFT. Z przeciekiem mamy natomiast do czynienia wówczas, jeśli częstotliwość próbkowanego sygnału f_G nie jest dokładnie równa częstotliwości, dla której wyznacza się określony prążek DFT. Jeśli przyjąć, że stosunek długości okna pomiarowego $T_p = NT_s = N/f_s$ i okresu napięcia wejściowego $T_G = 1/f_G$ jest równy

$$k = \frac{T_p}{T_G} = \frac{Nf_G}{f_s} \quad (1)$$

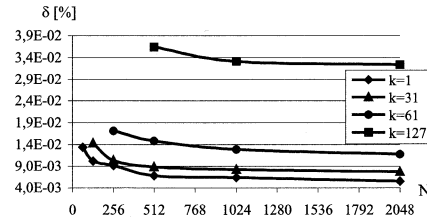
to w wyniku przetwarzania danych wyznaczana jest wartość prążka DFT odpowiadająca wartości k . Oznacza to, że wartości f_G i f_s powinny być tak dobrane, aby k było całkowite. W rzeczywistym układzie brak pełnej synchronizacji sygnału próbkowanego i próbkującego spowoduje, że rzeczywista wartość k różni się od wartości założonej k_n o wartość Δk , co można zapisać

$$k = k_n + \Delta k = k_n (1 + \delta_k) \quad (2)$$

gdzie δ_k jest względnym błędem określenia k , a jego wartość zależy od dokładności wyznaczenia częstotliwości próbkowania i częstotliwości napięcia zasilającego przetwornik przemieszczenia.

Przeprowadzono szereg symulacji, których celem było zbadanie, poza wymienioną już długością okna pomiarowego oraz przecieku widma, również wpływu położenia okna pomiarowego względem przetwarzanego napięcia, rozdzielczości B przetwornika A/C oraz

poziomu szumu na dokładność wyznaczenia amplitudy napięcia sinusoidalnego. Na rys. 3 przedstawione zostały wyniki obliczeń błędu wyznaczenia amplitudy sygnałów sinusoidalnych o różnych liczbach okresów k w przedziale próbkowania w zależności od liczby pobieranych próbek N . Przy czym liczby okresów w przedziale próbkowania, określone indeksem k , powinny być liczbami pierwszymi, ze względu na minimalizację liczby powtarzających się próbek [6].



Rys. 3. Błąd wyznaczenia amplitudy napięcia w zależności od liczby pobieranych próbek N dla różnych numerów wyznaczanej harmonicznej k , $\delta_k = 0,01\%$, $B=12$ bitów

Fig. 3. Error of voltage amplitude determination as a function of number of acquired samples N for different numbers of harmonic k , being determined; $\delta_k = 0,01\%$, $B=12$ bits

Na podstawie przedstawionych wyników można wywnioskować, że nie jest wskazane zbieranie próbek z większej liczby okresów, ponieważ błąd wyznaczenia amplitudy wyjściowej DFT o indeksie k wzrasta. Spowodowane jest to tym, że dla stałej wartości błędu względnego δ_k , błąd bezwzględny Δk rośnie wraz z rosnącą wartością k . Zwiększa się wówczas różnica między całkowitą wartością k służącą do wyznaczenia prążka DFT, a jej wartością rzeczywistą. Biorąc pod uwagę rzeczywisty układ pomiarowy, dobór k według zależności (1) jest ograniczony następującymi warunkami:

- k musi być liczbą całkowitą,
- liczba okresów k sygnału przetwarzanego w przedziale próbkowania powinna być liczbą nieparzystą,
- częstotliwość przetwarzanego napięcia f_G jest narzucona parametrami technicznymi przetwornika przemieszczenia,
- możliwość wyboru częstotliwości próbkowania f_s jest ograniczona parametrami technicznymi stosowanej karty pomiarowej.

W uzupełnieniu ostatniego z wymienionych warunków należy dodać, że częstotliwość próbkowania f_s musi być tak dobrana, aby jej wartość nie była zaokrąglana przez oprogramowanie karty pomiarowej. W stosowanej przez autorów karcie zadawane wartości częstotliwości próbkowania są zaokrąglane do wartości wynikających ze skończonej reprezentacji zmiennej określającej okres próbkowania T_s . Zmienna ta reprezentowana jest przez liczbę z osmioma miejscami znaczącymi po przecinku. Nieodpowiednie dobranie częstotliwości próbkowania powoduje, że okres próbkowania jest zaokrąglany na ósmym miejscu po przecinku, i tym samym zaokrąglana jest zadana częstotliwość. Dla wyższych wartości częstotliwości próbkowania błąd zaokrąglenia może przyjmować wartości nawet około 1 kHz. Są to wartości powodujące bardzo duży przeciek DFT, a tym samym duży błąd wyznaczenia amplitudy przetwarzanego napięcia.

W Tabeli 1 przedstawiono obliczone drogą symulacji wartości błędów wyznaczenia amplitudy podstawowej harmonicznej dla różnych liczb próbek N wraz z dobranymi do nich wartościami k i nie zaokrąglanymi przez program częstotliwościami f_s . Ponadto uwzględniono następujące parametry przetwornika przemieszczenia i karty pomiarowej: $f_G = 5$ kHz, $f_{smax} = 200$ kHz, $B = 12$ bitów.

Przedstawione w pierwszej kolumnie Tabeli 1 liczby próbek N nie są potęgami liczby dwa. Wynika to z faktu, że dla takich liczb nie można było spełnić wcześniej przedstawionych warunków doboru k . Niemożliwe stało się więc zastosowanie algorytmów FFT, które wymagają aby wartość N była potęgą liczby dwa. Ograniczenia tego nie ma algorytm Goertzela [7, 8]. Zastosowanie algorytmu Goertzela jest dodatkowo uzasadnione tym, że w analizowanej metodzie

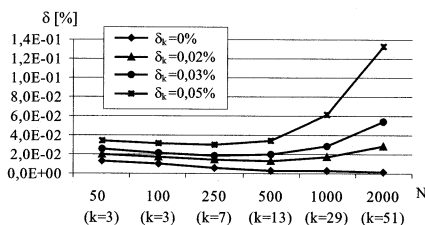
pomiaru przemieszczenia nie ma potrzeby obliczania wyższych harmonicznych, a jedynie wyznaczane są harmoniczne podstawowe obydwo przetwarzanych napięć.

Tabela 1. Błąd (w %) wyznaczenia amplitudy napięcia sinusoidalnego dla wybranych wartości N

Table 1. Amplitude of sinusoidal voltage determination error (in %) for selected values N

N	f_s	δ_k [%]				
	Hz	0,0	0,01	0,02	0,03	0,05
50 ($k=3$)	83333	1,3E-02	1,5E-02	2,1E-02	2,6E-02	3,5E-02
100 ($k=3$)	166666	1,0E-02	1,3E-02	1,7E-02	2,1E-02	3,2E-02
250 ($k=7$)	178571	5,2E-03	9,0E-03	1,4E-02	2,0E-02	3,1E-02
500 ($k=13$)	192307	3,2E-03	8,1E-03	1,4E-02	2,0E-02	3,4E-02
1000 ($k=29$)	172413	2,3E-03	8,1E-03	1,7E-02	3,0E-02	6,2E-02
2000 ($k=51$)	196078	1,4E-03	1,2E-02	2,9E-02	5,5E-02	1,4E-01

Wyniki obliczeń z Tabeli 1 przedstawiono również na rys. 4. Jak już wcześniej wspomniano, wartość błędu δ_k zależy od dokładności z jaką znane są wartości częstotliwości f_s i f_G . Typowa wartość niedokładności częstotliwości próbkowania f_s podawana przez producenta karty pomiarowej wynosi $\pm 0,01\%$. Dokładność określenia częstotliwości napięcia zasilającego przetwornik f_G zależy od dokładności zastosowanego generatora lub dokładności jej pomiaru. Symulacje wykonano dla kilku przyjętych wartości błędu δ_k . Przyjmując $f_G=5$ kHz, obliczenia wykonano m.in. dla błędów $\pm 0,5$ Hz ($\delta_k=\pm 0,01\%$), ± 1 Hz ($\delta_k=\pm 0,02\%$) i $\pm 2,5$ Hz ($\delta_k=\pm 0,05\%$).



Rys. 4. Obliczone błędy wyznaczenia amplitudy harmonicznej podstawowej dla różnych liczb próbek N i różnych wartości błędów δ_k
Fig. 4. Calculated errors of determination of fundamental harmonic amplitude for different numbers of samples N and different values of δ_k errors

Przebieg charakterystyk przedstawionych wcześniej na rys. 3 wskazywał, że zwiększanie liczby próbek powoduje zmniejszanie błęd pomiaru. Jednak przedstawione tam charakterystyki dotyczyły sytuacji, kiedy próbki zbierano z tej samej liczby okresów sygnału mierzonego. W rzeczywistym układzie ograniczenia sprzętowe mogą powodować, że zwiększanie liczby próbek będzie wymagać zbierania ich z większej liczby okresów. Z kolei zwiększanie liczby okresów zwiększa wpływ przecieku widma. Sytuację tę przedstawia rys. 4. Przy dużych wartościach błęd δ_k , błąd wyznaczenia amplitudy harmonicznej podstawowej maleje tylko w niewielkim zakresie początkowego zwiększania liczby pobieranych próbek. Dalsze zwiększanie liczby próbek powoduje, że rosnący wpływ przecieku DFT zwiększa błąd pomiaru. Jednak wraz ze zmniejszaniem wartości błęd δ_k zakres widocznego wpływu zmian liczby próbek na wynik pomiaru jest większy. Przedstawione na rys. 4 wyniki symulacji pozwalają dokonać właściwego wyboru warunków pomiaru w analizowanym układzie pomiarowym.

3. Pomiar

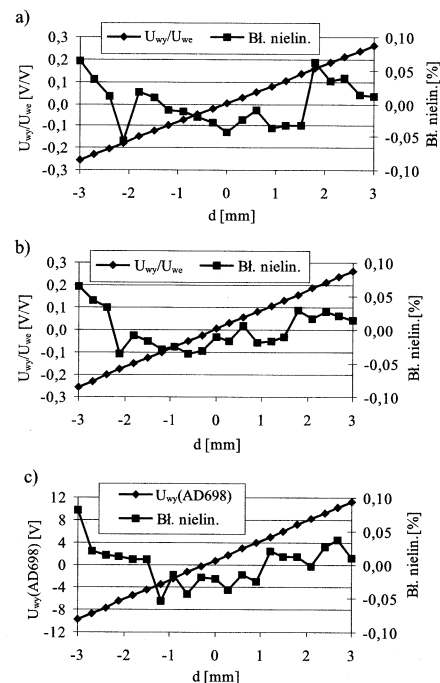
Badania eksperymentalne przeprowadzono w układzie, którego uproszczony schemat przedstawiono na rys. 2. Do przetwarzania napięcia wejściowego u_{we} i wyjściowego u_{wy} przetwornika

transformatorowego zastosowano kartę akwizycji danych 6024E National Instruments. Napisany w środowisku programowania Lab-Windows program umożliwił obliczanie, na podstawie algorytmu Goertzela, amplitudy sygnału wejściowego U_{m1} , wyjściowego U_{m2} i kąta przesunięcia fazowego ϕ między sygnałami. Stosunek U_{m2}/U_{m1} był proporcjonalny do przemieszczenia d , a kąt przesunięcia fazowego określał kierunek przemieszczenia rdzenia przetwornika

Przed przystąpieniem do pomiarów sygnałów przetwornika przemieszczenia dokonano doświadczalnej weryfikacji wyników symulacji. W tym celu zmodyfikowano układ pomiarowy z rys. 2 wstawiając w miejsce przetwornika przemieszczenia indukcyjny dzielnik napięcia o znanych błędach przekładni napięciowej. Doświadczenie to polegało na wykonaniu pomiarów napięcia wejściowego i wyjściowego indukcyjnego dzielnika i porównaniu obliczonego stosunku tych napięć z nastawioną wartością przekładni dzielnika. Napięcia przetwarzano przyjmując różne parametry próbkowania, wyznaczone wcześniej w drodze badań symulacyjnych i podane w Tabeli 1. Eksperymenty te wykazały m.in., że zwiększanie liczby pobieranych próbek ponad 50 nie daje widocznej poprawy dokładności wyznaczenia stosunku napięć.

Uwzględniając wyniki symulacji i eksperymentów z indukcyjnym dzielnikiem napięcia przeprowadzono pomiary z wykorzystaniem różnicowego przetwornika transformatorowego PSx6 firmy PELTRON o parametrach:

- zakres przemieszczenia 6 mm,
- maksymalny błąd nieliniowości 0,15%,
- napięcie zasilania 2 V, 5 kHz,
- napięcie wyjściowe 500 mV.



Rys. 5. Charakterystyka przetwarzania i błąd nieliniowości wyznaczone metodą: a) przetwarzania sygnałów z wykorzystaniem DFT (U_{wy}/U_{we}), b) pomiaru napięcia voltmierzami (U_{wy}/U_{we}), c) pomiaru napięcia wyjściowego układu AD 698 (U_{wy} (AD 698))

Fig. 5. Processing characteristic and linearity error acquired by following methods: a) processing signals using DFT (U_{wy}/U_{we}), b) two voltmeters measurement (U_{wy}/U_{we}), c) measurement of the output voltage of AD 698 (U_{wy} (AD 698))

Podczas pomiarów przetwornik był umieszczony w długościomierzu Abbego, który umożliwił zmianę położenia rdzenia z rozdzielczością $1 \mu\text{m}$ i błędem granicznym $\pm 1,5 \mu\text{m}$ [9]. Pomiary z wykorzystaniem karty dokonywano w ten sposób, że zbierano 50 próbek i obliczano amplitudy harmonicznych podstawowych sygnału wejściowego i wyjściowego przetwornika. Dla danego

przemieszczenia rdzenia procedurę tę powtarzano wielokrotnie. Rezultatem końcowym był stosunek uśrednionych amplitud wyjściowych DFT (U_{m2}/U_{m1}). Wielokrotne uśrednianie pojedynczych wyników DFT zapewniło zmniejszenie odchylenia standardowego wartości średniej stosunku amplitud do poziomu 0,005%. Wyniki pomiarów przedstawiono na rys. 5.

Dla porównania przedstawiono na rys. 5 także wyniki pomiarów przemieszczenia, które otrzymano stosując ten sam przetwornik przemieszczenia oraz dwa różne sposoby przetwarzania jego napięć: bezpośredni pomiaru napięcia wyjściowego i wejściowego za pomocą woltomierzy HP34401A oraz z wykorzystaniem układu AD 698. Przebieg krzywych błędów nieliniowości oraz maksymalne wartości tych błędów otrzymane trzema różnymi metodami są do siebie zbliżone. Wartości błędów nieliniowości wyznaczone w stosunku do prostej najlepiej dopasowanej i odniesione do zakresu przetwarzania nie przekraczają 0,1%.

4. Podsumowanie

W pracy przedstawiono układ do pomiaru przemieszczenia liniowego z zastosowaniem indukcyjnościowego przetwornika transformatorowego oraz uniwersalnej karty pomiarowej. Wykazano, że stosując kartę pomiarową z 12-bitowym przetwornikiem A/C oraz oparty na DFT algorytm przetwarzania sygnałów, można osiągnąć rezultaty porównywalne z otrzymywanymi w innych dokładnych układach pomiarowych. Opisany sposób pomiaru, ze względu na swoją prostotę oraz stosunkowo łatwy dostęp do kart pomiarowych i odpowiedniego oprogramowania, może stanowić alternatywę dla

rozwiązań w postaci specjalizowanych modułów pomiarowych lub układów scalonych przeznaczonych do współpracy z transformatorowymi przetwornikami przemieszczenia liniowego.

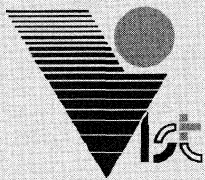
5. Literatura

- [1] J.A. Allocca, A. Stuart: Transducers theory and applications. Reston Publishing Company, Reston 1984.
- [2] R. Pallas-Areny, J.G. Webster: Sensors and signal conditioning. John Wiley & Sons, Inc., New York 1991.
- [3] M. Miłek: Pomiary wielkości nieelektrycznych metodami elektrycznymi. Zielona Góra 1998.
- [4] D. Crescini, A. Flamini, D. Marioli, A. Taroni: Application of an FFT - based algorithm to signal processing of LVDT position sensors. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 1998, nr 5.
- [5] Measurement and Automation Catalog 2002, National Instruments.
- [6] R.G. Lyons: Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów. WKŁ, Warszawa 1999.
- [7] A.V. Oppenheim, R.W. Schaffer: Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. WKŁ, Warszawa 1979.
- [8] A. Dąbrowski (red.): Przetwarzanie sygnałów przy użyciu procesorów sygnałowych. Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 1998.
- [9] A. Sadowski, E. Miernik, J. Sobol: Metrologia długości i kąta. WNT, Warszawa 1978.

Title: Measurement of displacement using Linear Variable Differential Transformer (LVDT) and Discrete Fourier Transform

Artykuł recenzowany

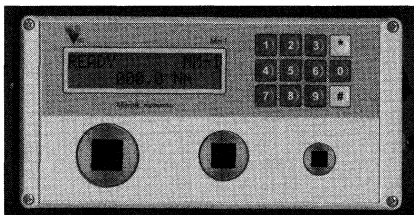
Artykuł dofinansowany przez Instytut Metrologii Elektrycznej UZ



PRZEDSIĘBIORSTWO PRODUKCYJNO WDROŻENIOWE
 „VIST sp. z o.o.” 80-858 Gdańsk ul. Wałowa 18
 adres korespondencyjno-biurowy:
 PPW VIST 80-230 Gdańsk, ul. Boh. Getta Warszawskiego 15/1

Tel./Fax (0-48) 58 3415888, E-mail: vist@itnet.com.pl

MIERNIK MOMENTU MM-1



DANE TECHNICZNE:

Zakresy pomiarowe przetworników: 0,5-5 Nm, 5-50 Nm, 50-500 Nm
 Klasa dokładności: $\pm 1,5\%$ wartości mierzonej
 Zakres temperatur: 10-30°C
 Zasilanie: 12 VDC (zasilacz w komplecie)
 Wymiary: 240x130x75 mm
 Masa: 4 kg

Miernik momentu MM-1 jest warsztatowym urządzeniem do sprawdzania kluczy dynamometrycznych, a po zastosowaniu przystawki Pr-1 służy do badania momentu warsztatowych narzędzi pneumatycznych.

W skład urządzenia wchodzi przetworniki momentu (ilość od 1 do 3) oraz mikroprocesorowy moduł odczytowy z podświetlanym wyświetlaczem ciekłokrystalicznym i klawiaturą.

Poprzez klawiaturę wpisuje się, (widoczną na wyświetlaczu) teoretyczną wartość momentu oraz klasę dokładności badanego klucza.

Następnie po ręcznym obciążeniu klucza dynamometrycznego włożonego w kwadratowy otwór pomiarowy na wyświetlaczu ukazuje się rzeczywista wartość zmierzonego momentu.

Urządzenie posiada interfejs RS-232 umożliwiający podłączenie go do komputera.

W firmie VIST można nabyć program umożliwiający rejestrację przeprowadzonych kontroli kluczy, lub narzędzi pneumatycznych i archiwizację wyników.

Do urządzenia można nabyć w firmie VIST dowolny, uzgodniony z zamawiającym, zestaw redukcyjnych końcówek sprężających.

Na urządzenie jest udzielana 24-miesięczna gwarancja.