

## Jerzy HOJA, Grzegorz LENTKA

POLITECHNIKA GDAŃSKA, WYDZIAŁ ELEKTRONIKI, TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI

# Ograniczenia wirtualnego miernika impedancji opartego na karcie akwizycji danych

### Dr inż. Jerzy HOJA

Ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Gdańskiej w 1970 r. uzyskując dyplom magistra inżyniera o specjalności aparatura elektroniczna. W tym samym roku podjął pracę w Katedrze Miernictwa PG. W 1979 obronił pracę doktorską. Zajmuje się pomiarami impedancji i projektowaniem systemów pomiarowo-diagnostycznych układów elektronicznych oraz obiektów modelowanych obwodami elektrycznymi. Autor i współautor ponad 90 publikacji oraz 9 patentów.



e-mail: hoja@eti.pg.gda.pl

### Dr inż. Grzegorz LENTKA

Ukończył studia na Wydziale ETI Politechniki Gdańskiej w 1996 r. uzyskując dyplom magistra inżyniera o specjalności aparatura elektroniczna. W tym samym roku podjął pracę w Katedrze Miernictwa Elektronicznego PG. W 2003 obronił pracę doktorską. Zajmuje się projektowaniem systemów pomiarowo-diagnostycznych układów elektronicznych i obiektów technicznych oraz wykorzystaniem DSP w pomiarach impedancji. Autor i współautor ponad 30 publikacji.



e-mail: lentka@eti.pg.gda.pl

### Streszczenie

W artykule przedstawiono wirtualny miernik parametrów elementów RLC, zrealizowany w oparciu o komputer PC z zainstalowaną kartą akwizycji danych (PCI-6040E) wyposażoną w przetworniki  $a/c$  i  $c/a$ . Analizowano właściwości metrologiczne miernika zależne od parametrów zastosowanej karty. Przeprowadzono badania symulacyjne błędów pomiaru pojemności uwzględniające rozdzielczość i częstotliwość próbkowania przetwornika  $a/c$  oraz jego czas konwersji wpływający na przesunięcie fazowe pomiędzy próbkowanymi na przemian sygnałami pomiarowymi. Analizowano także wpływ przecieku widma na dokładność pomiaru, spowodowanego nie spełnieniem warunku zbierania próbek w całkowitej liczbie okresów sygnału pomiarowego.

**Słowa kluczowe:** pomiar impedancji, pomiary elementów RLC, karta akwizycji danych, cyfrowe przetwarzanie sygnałów

## The limitations of virtual impedance meter based on a data acquisition card

### Abstract

The paper presents virtual meter of impedance parameters of RLC elements based on personal computer with installed data acquisition card (PCI-6040E) equipped with AD and DA converters. The metrological properties of the instruments depending on the parameters of the used card have been analysed. Simulation tests of the capacitance measurement error have been performed taking into account the resolution and sampling frequency of the AD converter and the conversion time influencing the phase shift between measurement signals which are sampled sequentially. The influence of the spectral leakage caused by missed condition of collecting samples in the integer number of periods of measurement signal on the measurement accuracy has been also analysed.

**Keywords:** impedance measurement, RLC measurement, data acquisition card, digital signal processing

## 1. Wstęp

Współczesne przyrządy pomiarowe coraz częściej są realizowane w formie przyrządów wirtualnych. Są one budowane na bazie komputera PC z zainstalowanym oprogramowaniem oraz dołączonych do niego modułów pomiarowych. Mogą one być projektowane i budowane zarówno przez producenta, jak również przez użytkownika, który definiuje jego przeznaczenie i funkcje, konstruując odpowiednie oprogramowanie. Oprogramowanie to integruje komputer i wszystkie sprzętowe moduły jest zatem nieodłączną częścią przyrządu wirtualnego. Do jego realizacji wykorzystuje się środowisko programowe (np. LabWindows

CVI, LabView itp.), które łączy sterowanie przyrządu, przetwarzanie danych pomiarowych oraz prezentację wyników pomiaru.

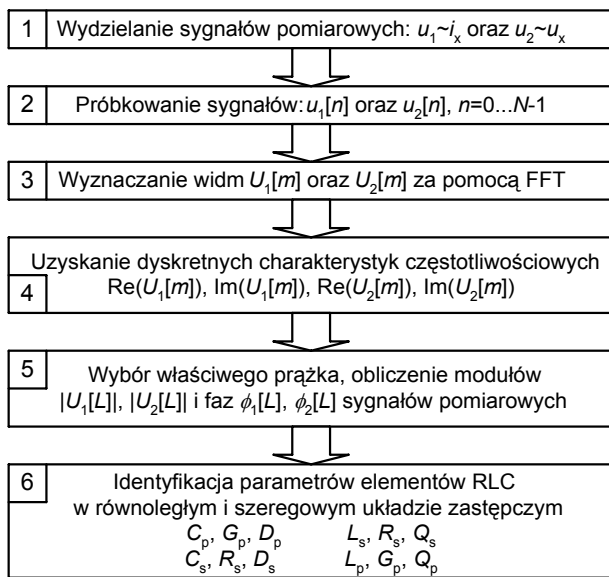
W formie przyrządów wirtualnych są realizowane najnowsze konstrukcje mierników impedancji. Ten kierunek rozwojowy jest następstwem wykorzystania Cyfrowego Przetwarzania Sygnałów (CPS) do wyznaczania składowych ortogonalnych dwóch sygnałów pomiarowych: prądu i napięcia na mierzonej impedancji  $Z_x$  [1, 2]. Metoda wymaga przeprowadzenia próbkowania obu sygnałów w określonym przedziale czasu i przeniesienia ich do dziedziny częstotliwości za pomocą dyskretnej transformacji Fouriera (DFT). Znajomość widma prowadzi w prosty sposób do wyznaczenia wartości parametrów mierzonej impedancji.

Przyrządy wirtualne realizujące przedstawioną koncepcję są konstruowane w oparciu o komputer PC z zainstalowaną kartą akwizycji danych (DAQ), wyposażoną w przetworniki  $a/c$  i  $c/a$ . Właściwości metrologiczne przyrządu zależą głównie od parametrów zastosowanej karty DAQ. Dlatego w artykule przedstawiono analizę dokładności pomiaru uwzględniającą między innymi rozdzielczość i częstotliwość próbkowania przetwornika  $a/c$ , liczbę zbieranych próbek oraz przesunięcie fazowe pomiędzy próbkowanymi sygnałami wynikające z czasu konwersji przetwornika. W drugiej części artykułu zaprezentowano konstrukcję i parametry zrealizowanego wirtualnego miernika impedancji na bazie karty PCI-6040E f-my National Instruments.

## 2. Metoda pomiaru impedancji z wykorzystaniem CPS

Tradycyjne metody pomiaru impedancji, bazujące głównie na technice analogowej, do wydzielenia składowych ortogonalnych sygnałów pomiarowych wymagały dedykowanych układów – detektorów fazoczułych. Prezentowana metoda, wykorzystuje możliwości obliczeniowe komputera, implementuje algorytm CPS do obróbki skwantowanych sygnałów i oblicza parametry impedancyjne mierzonego elementu. Dla jej realizacji wymagane jest pobudzenie mierzonego dwójnika  $Z_x$  sygnałem harmonicznym, następnie wydzielenie dwóch sygnałów:  $u_1$  oraz  $u_2$  proporcjonalnych do prądu  $i_x$  i napięcia  $u_x$  na  $Z_x$ , a na koniec obliczenie ich składowych ortogonalnych za pomocą DFT. Algorytm wyznaczania parametrów elementów RLC przedstawiono na rys.1.

W kroku 3 za pomocą FFT wyznaczana jest DFT obu dyskretnych ciągów  $u_1[n]$  i  $u_2[n]$ . Wynikiem obliczeń jest dyskretna reprezentacja sygnałów w dziedzinie częstotliwości [3]. Jeżeli spełniony jest warunek akwizycji próbek w całkowitej liczbie okresów sygnału pomiarowego, przedstawiony równaniem (1), nie ma miejsca zjawisko przecieku widma i dla sygnałów  $u_1$ ,  $u_2$  widma częstotliwościowe mają postać pojedynczego prążka (krok 5).



Rys. 1. Algorytm wyznaczania parametrów elementów RLC  
Fig. 1. The algorithm for determination of RLC parameters

$$N \frac{1}{f_s} = L T_{pom} \quad (1)$$

gdzie:  $N$  - całkowita liczba zebranych próbek,  
 $f_s$  - częstotliwość próbkowania,  
 $L$  - liczba całkowita,  
 $T_{pom}$  - okres sygnału pomiarowego,

W ostatnim etapie wyznaczana jest z definicji (2) impedancja  $Z_x$ , a z niej parametry elementów RLC dla równoległego ( $C_p, G_p, D_p, L_p, Q_p$ ) i szeregowego ( $C_s, R_s, D_s, L_s, Q_s$ ) układu zastępczego badanego dwójnika.

$$Z_x = \frac{|U_2[L]|}{|U_1[L]|} R_z \quad \phi_{z_x} = \phi_2[L] - \phi_1[L] \quad (2)$$

gdzie:  $R_z$  - rezystancja zakresowa przetwornika prądu  $i_x$  na napięcie  $u_1$ ,

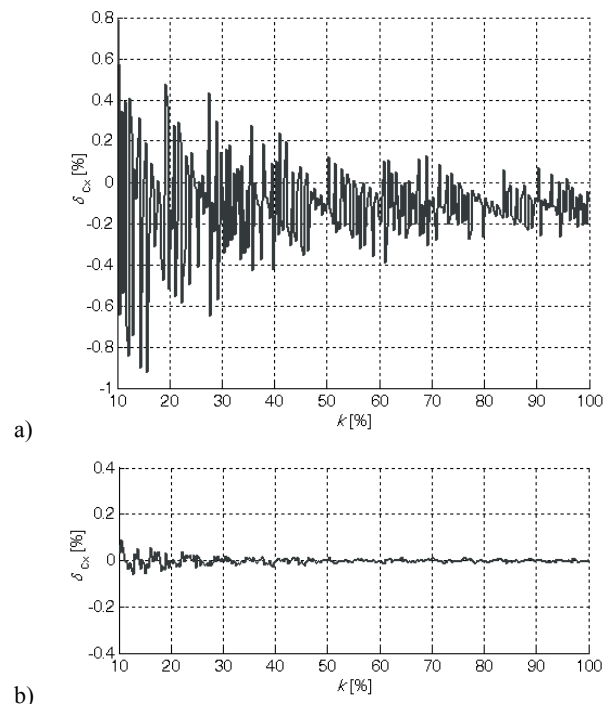
### 3. Analiza dokładności pomiaru pojemności

Dokładność pomiaru impedancji, w mierniku zrealizowanym w oparciu o przedstawiony algorytm, zależy głównie od parametrów zastosowanej karty DAQ. W celu przedstawienia ograniczeń, które z tych parametrów wynikają, przeprowadzono badania symulacyjne (w środowisku Matlab) uwzględniające rzeczywiste parametry przetwornika a/c. Symulacje wykonano na przykładzie pomiaru pojemności kondensatora w równoległym układzie zastępczym (w symulacjach przyjęto sygnał zasilający mierzonego kondensatora na poziomie  $1V_{sk}$ ).

#### 3.1. Rozdzielczość przetwornika a/c

Decydujący wpływ na dokładność pomiaru ma rozdzielczość przetwornika a/c próbkującego sygnały  $u_1$  i  $u_2$ . Na kartach DAQ znajdują się najczęściej przetworniki 12 lub 16 bitowe i dlatego dla nich wyznaczono względne błędy pomiaru pojemności  $\delta_{C_x}$  (rys. 2). Błąd wyznaczono dla częstotliwości pomiarowej  $f_{pom} = 10\text{kHz}$ , ( $f_s = 100\text{kHz}$  i  $N = 100$ ) w funkcji pojemności znormalizowanej do wartości zakresowej (współczynnik  $k$  wyraża w % wartość mierzonej pojemności w odniesieniu do wartości zakresowej). Zastosowanie przetwornika 16-bitowego zapewnia

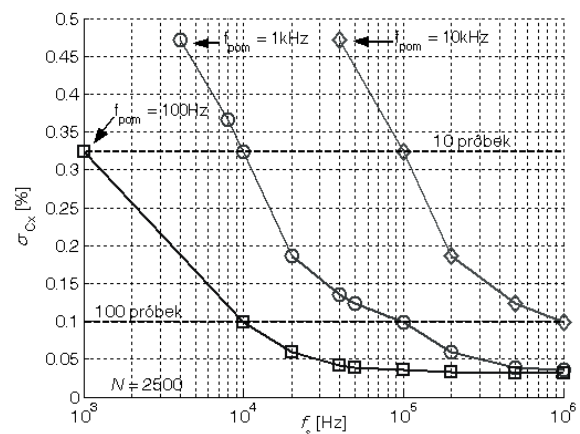
akceptowalną dokładność w całym zakresie pomiarowym. Niestety mają one niższą częstotliwość próbkowania w porównaniu z przetwornikami 12-bitowymi i z tego względu te drugie są częściej używane w przyrządach wirtualnych do pomiaru impedancji.



Rys. 2. Błąd względny wyznaczenia  $C_x$  w funkcji wykorzystania zakresu  $k$  dla przetwornika 12-bitowego (a) i 16-bitowego (b)  
Fig. 2. The relative error of determination of  $C_x$  as a function of range usage  $k$  for 12-bit (a) and 16-bit (b) A/D converter

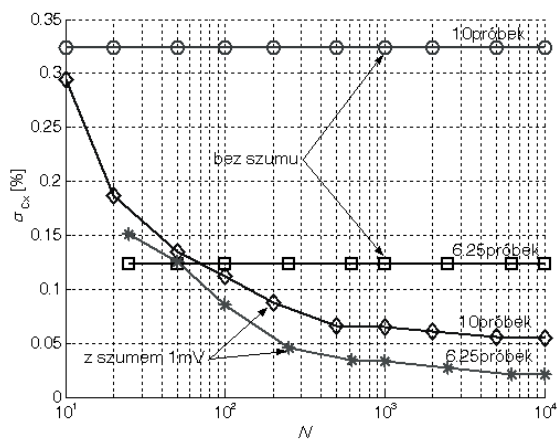
#### 3.2. Częstotliwość próbkowania przetwornika a/c

Analizowanie błędów pojemności  $\delta_{C_x}$  dla różnych częstotliwości pomiarowych i próbkowania, w funkcji pojemności zmieniającej się w pełnym zakresie, wymaga prezentacji kilkunastu wykresów w formie przedstawionej na rys. 2. Z tego względu w przeprowadzonych symulacjach ograniczono zakres zmian pojemności mierzonej do przedziału (20–30)% wartości zakresowej oraz wprowadzono parametr syntetyzujący wartości błędów  $\delta_{C_x}$  w tym przedziale. Parametr wyznaczono jako odchylenie standardowe  $\sigma_{C_x}$  z obliczonych błędów  $\delta_{C_x}$  z wybranego przedziału zmian pojemności  $C_x$ . Badania symulacyjne przeprowadzono dla przetwornika 12-bitowego.



Rys. 3. Odchylenie standardowe błędu  $\delta_{C_x}$  w funkcji częstotliwości próbkowania  
Fig. 3. The standard deviation of error  $\delta_{C_x}$  as a function of sampling frequency

Na rys. 3 przedstawiono uzyskane rezultaty dla sygnału pomiarowego o częstotliwości: 100Hz, 1kHz, 10kHz. Wykresy pokazują, że odpowiednio wysoka częstotliwość próbkowania w stosunku do częstotliwości pomiarowej może zapewnić założoną dokładność. Istotną jest także informacja (zaznaczona na wykresach linią przerywaną), że o dokładności pomiaru decyduje liczba próbek zebranych w jednym okresie sygnału pomiarowego ( $N/L$ ), a nie całkowita liczba próbek  $N$  (zebranie 100 próbek w okresie zapewnia błąd  $\delta_{C_x}$  na poziomie 0,1%). W przeprowadzonych symulacjach założono brak szumu nałożonego na sygnał pomiarowy. Jest to sytuacja nie rzeczywista stąd na rys. 4 pokazano wykresy dla przypadku braku i występowania szumu w sygnale pomiarowym. Przy braku szumu liczba zebranych próbek  $N$  nie wpływa na dokładność, ponieważ zebrane próbki w tych samych momentach w kolejnych okresach mają dokładnie te same wartości i w procesie wyznaczania DFT nie powodują lepszego uśredniania. Natomiast dodanie szumu o wartości ok. 0,5 LSB przetwornika a/c powoduje znaczną poprawę dokładności ze wzrostem liczby  $N$  zebranych próbek.



Rys. 4. Odchylenie standardowe błędów  $\delta_{C_x}$  w funkcji liczby zbieranych próbek  
Fig. 4. The STDEV of error  $\delta_{C_x}$  as a function of collected samples number

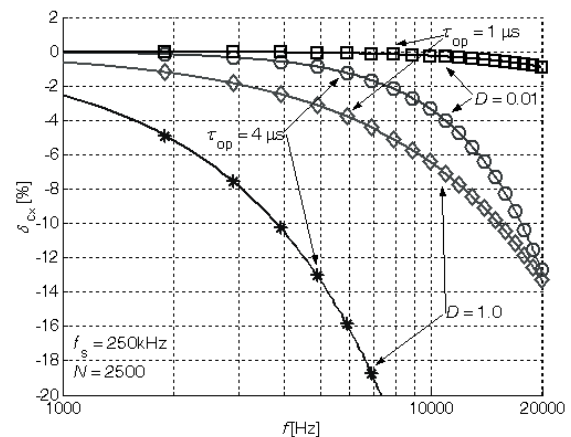
Drugi przykład przedstawiony na rys. 4 ilustruje sytuację, gdy liczba próbek w jednym okresie jest jedynie 6,25, a mimo to błąd jest ponad dwukrotnie mniejszy nawet przy braku szumu. Jest to spowodowane zbieraniem niecałkowitej liczby próbek w okresie, które powoduje, że w kolejnych okresach sygnału pomiarowego próbkowanie odbywa się w różnych momentach czasu i amplitudy próbek nie przyjmują tych samych wartości. W tej sytuacji dodanie szumu ma dużo mniejszy wpływ na zmniejszenie błęd pomiaru.

### 3.3. Niejednoczesne próbkowanie sygnałów pomiarowych

Na rynku najczęściej oferowane są karty DAQ z jednym przetwornikiem a/c. W pomiarach impedancji wymagane jest próbkowanie dwóch sygnałów i dlatego wykorzystuje się komutator znajdujący się na karcie. W tej sytuacji próbkowanie sygnałów  $u_1$  i  $u_2$  jest przesunięte w czasie ( $\tau_{op}$ ) i jest zależne od czasu konwersji przetwornika a/c. Na rys. 5 przedstawiono błąd względny  $\delta_{C_x}$  spowodowany niejednoczesnym próbkowaniem sygnałów pomiarowych dla typowych kart z przetwornikiem a/c o maksymalnej częstotliwości próbkowania 1MHz ( $\tau_{op} = 1\mu s$ ) i 250kHz ( $\tau_{op} = 4\mu s$ ). W badaniach uwzględniono także wpływ składowych ortogonalnych impedancji kondensatora, które na wykresach są determinowane współczynnikiem stratności  $D$ . Wykresy pokazują, że błąd  $\delta_{C_x}$  silnie rośnie ze wzrostem częstotliwości pomiarowej i współczynnika  $D$ , ponieważ niejednoczesne próbkowanie wprowadza dodatkowe przesunięcie fazowe między sygnałami. Wyznaczono wzór korygujący powstałe przesunięcie fazowe  $\varphi_k$  (3) uwzględniający czas opóźnienia  $\tau_p$  w próbkowaniu obu

sygnałów oraz częstotliwość pomiarową, w pełni eliminujący błędy przedstawione na rys. 5.

$$\varphi_k = 2\pi \tau_{op} f_{pom} \quad (3)$$

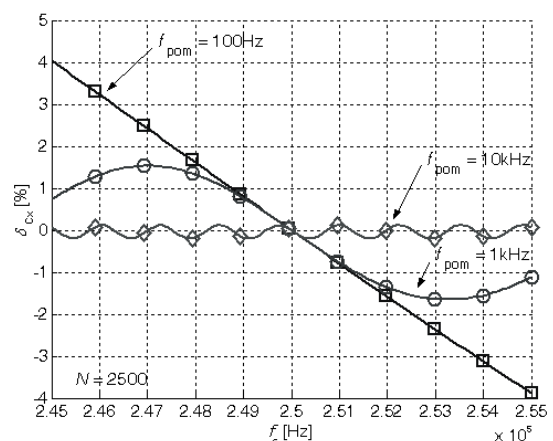


Rys. 5. Błąd względny wyznaczenia  $C_x$  spowodowany niejednoczesnym próbkowaniem sygnałów pomiarowych  
Fig. 5. The relative error of  $C_x$  determination caused by the non-simultaneous sampling of the measurement signals

### 3.4. Wpływ przecieku widma

W przedstawionym algorytmie (rys. 1) przyjęto założenie, że spełniony jest warunek akwizycji próbek w całkowitej liczbie okresów sygnału pomiarowego (1). W przeciwnej sytuacji ma miejsce zjawisko przecieku widma mające wpływ na błąd pomiaru pokazany na rys. 6. Przedstawia on wyniki symulacji zmiany częstotliwości próbkowania w przedziale  $\pm 2\%$  od wartości 250kHz spełniającej warunek (1). Największy błąd występuje dla  $f_{pom} = 100\text{Hz}$  gdyż próbkowany jest tylko 1 okres sygnału pomiarowego, natomiast dużo korzystniejsza jest sytuacja dla  $f_{pom} = 10\text{kHz}$ , ponieważ próbkowanych jest 100 okresów.

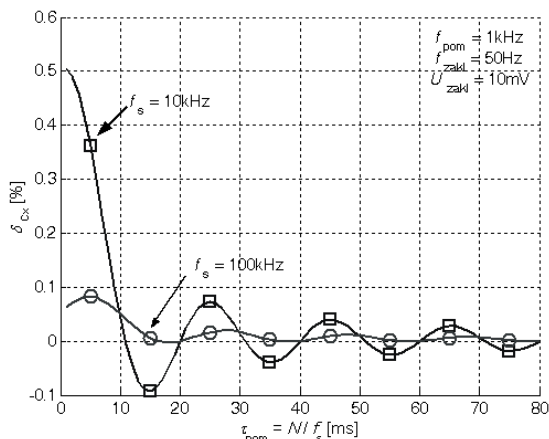
Zasadniczym wnioskiem wpływającym z symulacji to konieczność spełnienia warunku (1), który w praktyce jest realizowany przez zastosowanie wspólnego generatora zegarowego do syntezy sygnału harmonicznego zasilającego mierzony element oraz do próbkowania sygnałów pomiarowych  $u_1$  oraz  $u_2$ .



Rys. 6. Błąd względny wyznaczenia  $C_x$  spowodowany wyciekaniem widma związanym z niespełnieniem warunku (1)  
Fig. 6. The relative error of  $C_x$  determination caused by the spectral leakage due to missed condition (1)

W pomiarach dużych impedancji ( $Z_x > 1\text{M}\Omega$ ), sieć energetyczna jest niepożądanym źródłem napięcia nakładającego się szczególnie na sygnał prądowy ( $u_1$ ). Dlatego w symulacji dodano do sygnału pomiarowego przebieg o amplitudzie 10mV i częstotliwości 50Hz. Wykresy (rys. 7) pokazują, że jeżeli

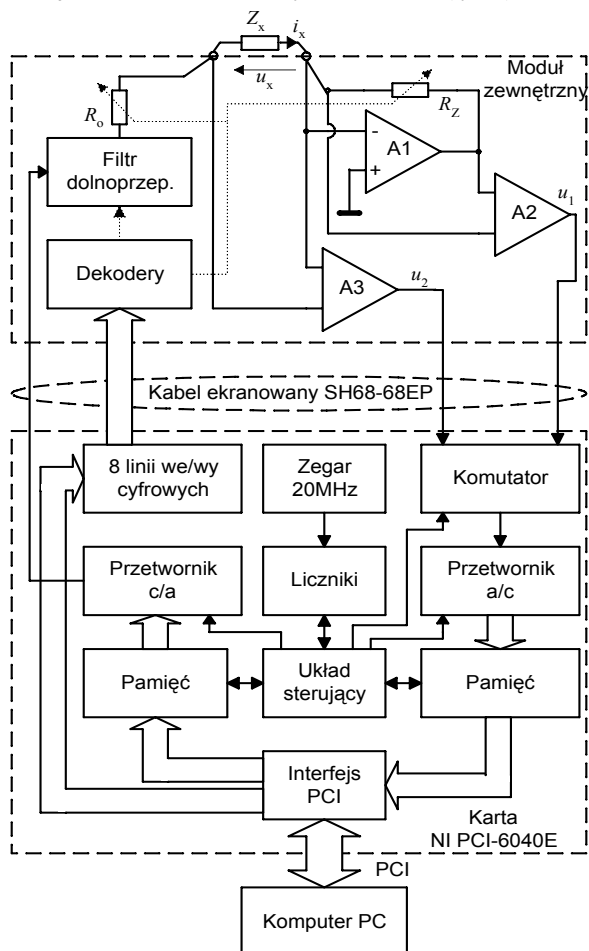
spełniony jest warunek (1) jednocześnie dla częstotliwości pomiarowej i 50Hz to błąd  $\delta_{C_x} = 0$ . Są to sytuacje ( $\tau_{\text{pom}} = 20, 40, 60, 80\text{ms}$ ) gdy nie ma miejsca zjawisko przecieku widma tzn. oba sygnały 1kHz i 50Hz mają w widmie pojedyncze prążki. Natomiast jeżeli ten warunek nie jest spełniony, to przeciek widma sygnału 50Hz nakłada się na prążek sygnału pomiarowego powodując błąd pomiaru. Przy czym błąd maleje przy wydłużaniu czasu pomiaru tzn. ze wzrostem liczby  $N$  zbieranych próbek.



Rys. 7. Błąd względny wyznaczenia  $C_x$  w funkcji czasu pomiaru  
Fig. 7. The relative error of  $C_x$  determination as a function of a measurement time

#### 4. Wirtualny miernik elementów RLC

Biorąc pod uwagę wnioski wypływające z przeprowadzonych symulacji zrealizowano wirtualny miernik RLC (rys. 8).



Rys. 8. Schemat blokowy zrealizowanego miernika elementów RLC  
Fig. 8. Block diagram of the realized of RLC meter

Głównym elementem przyrządu jest komputer z zainstalowaną kartą PCI-6040E oraz oprogramowanie napisane pod LabWindows/CVI. Za pomocą specjalnego kabla karta jest połączona z zewnętrznym modułem pomiarowym, który posiada uchwyt umożliwiający dołączenie mierzonego elementu. Programowanie warunków pomiaru, sterowanie miernikiem oraz wizualizacja wyników dokonuje się za pomocą graficznego interfejsu użytkownika (GIU) wyświetlanego na ekranie monitora. Ustawiane w GIU żądane parametry pomiaru są przesyłane przez program sterujący magistralą PCI komputera do karty DAQ. Układ sterujący kartą przetwarza otrzymane informacje i wysyła sygnały programujące odpowiednie bloki.

W pierwszej kolejności wysyłane zostaje 8-bitowe słowo cyfrowe konfiguracyjne modułu zewnętrznego. Zakodowane w nim są: konfiguracja pomiarowa (ustalająca wzmacnienie 1, lub 10 wzmacniaczy  $A_2$  i  $A_3$ ), wartość rezystora zakresowego  $R_z$  i ograniczającego prąd  $R_0$ , częstotliwości graniczne filtra dolnoprzepustowego wygładzającego przebieg aproksymujący sygnał sinusoidalny generowany za pomocą 12-bitowy przetwornika c/a. Po przejściu przez rezystor  $R_0$  sygnał staje się pobudzeniem mierzonej impedancji  $Z_x$ . W konsekwencji przez  $Z_x$  płynie prąd  $i_x$  powodujący spadek napięcia  $u_x$  na mierzonej elemencie. Sygnał prądowy jest przetwarzany na  $u_1$  w przetworniku prąd/napięcie zrealizowanym na wzmacniaczu  $A_1$ .

Oba sygnały  $u_1$  i  $u_2$  są podawane na komutator będący częścią karty DAQ, ponieważ posiada ona tylko jeden 12-bitowy przetwornik a/c. Po zakończeniu przetwarzania pobranej próbki jednego przebiegu (po 4 $\mu$ s), komutator przełącza drugi sygnał i tak sytuacja się powtarza do momentu zebrania  $N = 8192$  próbek każdego przebiegu. Ostatnim etapem w procesie pomiaru jest wyznaczenie z zebranych ciągów próbek parametrów elementu mierzonego wg przedstawionego algorytmu (rys. 1).

#### 5. Podsumowanie

W artykule przedstawiono wirtualny miernik parametrów RLC zrealizowany na karcie PCI-6040E, wykorzystujący DFT do wyznaczenia składowych ortogonalnych sygnałów pomiarowych. Umożliwia on pomiar pojemności z przedziału 0,01pF÷19,99mF i indukcyjności 0,1 $\mu$ H÷199,9H w zakresie częstotliwości pomiarowych od 10Hz do 20kHz z błędem podstawowym 0,2%.

Do istotnych rozwiązań, które zostały w mierniku zastosowane należy zaliczyć:

- wykorzystanie karty DAQ ze sprzętową synchronizacją przetworników c/a i a/c zapewniającą próbkowanie sygnałów pomiarowych w całkowitej liczbie okresów,
- wprowadzenie korekcji fazy eliminującej błąd spowodowany próbkowaniem dwóch sygnałów nie w tym samym momencie czasu,
- zastosowanie kryterium wyboru częstotliwości próbkowania zapewniającej maksymalną liczbę próbek w okresie sygnału pomiarowego,
- przyjęcie dużej liczby zbieranych próbek  $N = 8192$  pozwalające na skuteczne tłumienie zakłóceń.

Reasumując, przedstawiony miernik jest dobrym przykładem ilustrującym trendy rozwojowe współczesnej aparatury pomiarowej.

#### 6. Literatura

- [1] Alegria F., Girgo P., Haasz V., Serra A.: Performance of Data Acquisition Systems from User's Point of View. IEEE TIM Vol.53, No. 4, 2004, pp. 907-914.
- [2] Carullo A. et al.: Low-Cost Electrochemical Impedance Spectroscopy System for Corrosion monitoring of Metallic Antiquities and Works of Art. IEEE TIM Vol. 49, No. 2, 2000, pp. 371-375.
- [3] Hoja J., Lentka G.: Analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej wykorzystujący DFT w detekcji fazoculej. PAK nr 6, 2006, s.45-47.