

# Zastosowanie sondy wejściowej w komputerowym systemie pomiarowym do spektroskopii wysokoimpedancyjnej

Jerzy Hoja,  
Grzegorz Lentka\*

W pracy przedstawiono komputerowy system pomiarowy do spektroskopii wysokoimpedancyjnej, w którym zastosowano sondę wejściową umożliwiającą pomiary impedancji do  $|Z_x| \leq 100 \text{ G}\Omega$  w szerokim zakresie częstotliwości od  $10 \mu\text{Hz}$  –  $100 \text{ kHz}$ . Przeanalizowano wpływ głównych źródeł niepewności na dokładność wyznaczenia modułu i argumentu zespolonego stosunku sygnałów wydzielanych w sondzie. Podano wyniki symulacji komputerowych, które pozwoliły na wprowadzenie korekt umożliwiających zwiększenie dokładności pomiaru parametrów impedancyjnych.

**The usage of the input probe in computerised measurement system for high impedance spectroscopy.** The paper presents the measurement system for high impedance spectroscopy. The input probe has been used to measure impedance in range of  $|Z_x| \leq 100 \text{ G}\Omega$  in a wide frequency range  $10 \mu\text{Hz}$  –  $100 \text{ kHz}$ . The influence of main uncertainty sources on accuracy of estimation of modulus and argument of complex ratio of signals extracted in the probe has been analysed. The results of simulations have been given making possible the usage of correction in order to increase the accuracy of impedance measurement.

## Wstęp

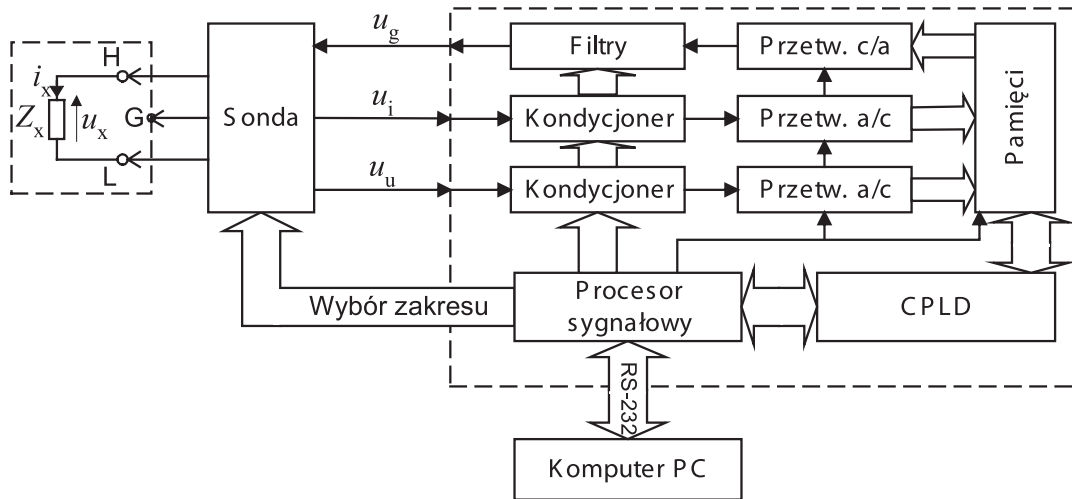
Spektroskopia impedancyjna od wielu lat należy do podstawowych metod badawczych obiektów technicznych modelowanych obwodami elektrycznymi. Stały postęp technologiczny wymusza potrzebę pomiaru coraz wyższych impedancji w szerokim przedziale częstotliwości. Na przykład w elektrochemii w badaniach parametrów różnego rodzaju powłok antykorozyjnych, w biomedycynie w badaniach szkliva pokrywającego zęby, czy w badaniu dielektryków przeznaczonych do izolacji przewodników, istnieje potrzeba pomiaru bardzo dużych impedancji osiągających wartości do  $|Z_x| \leq 100 \text{ G}\Omega$  w zakresie częstotliwości od  $10 \mu\text{Hz}$  do  $1 \text{ MHz}$ .

Oferowane obecnie na rynku analizatory spektroskopii wysokoimpedancyjnej (zestaw 1260 i 1294 f-my Solartron, Alpha Analyser f-my Novocontrol, IM-6 f-my Zahner) są urządzeniami bardzo drogimi (ponad 100 tys. zł), przeznaczonymi w zasadzie do pracy laboratoryjnej. Dlatego autorzy wykorzystując nowoczesne podzespoły elektroniczne w połączeniu z techniką cyf-

rowego przetwarzania sygnałów, zrealizowali dużo tańszy system pomiarowy, w formie przyrządu wirtualnego, którego parametry użytkowe są porównywalne z aparaturą komercyjną [1].

O dokładności pomiaru parametrów impedancyjnych decyduje zarówno proces wydzielania sygnałów w obwodzie wejściowym, jak również metoda wyznaczania składowych ortogonalnych z sygnałów pomiarowych. Ocena dokładności kompletnego toru pomiarowego systemu do spektroskopii wysokoimpedancyjnej jest zagadnieniem złożonym i bardzo obszernym, dlatego w artykule ograniczono analizę do obwodu wejściowego. Zrealizowano go w postaci sondy pomiarowej pozwalającej na dołączenie obiektu badanego bardzo krótkimi przewodami. Zastosowane rozwiązanie ogranicza do minimum pojemności przewodów, utrudniających pomiar bardzo dużych impedancji. Celem artykułu jest pokazanie ograniczeń wpływających z rzeczywistych parametrów obwodu wejściowego oraz ich wpływu na dokładność pomiaru impedancji.

\* Dr inż. Jerzy Hoja, dr inż. Grzegorz Lentka – Politechnika Gdańska, Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki, Katedra Metrologii i Systemów Elektronicznych



Rys. 1. System pomiarowy do spektroskopii wysokoimpedancyjnej

## Architektura systemu pomiarowego

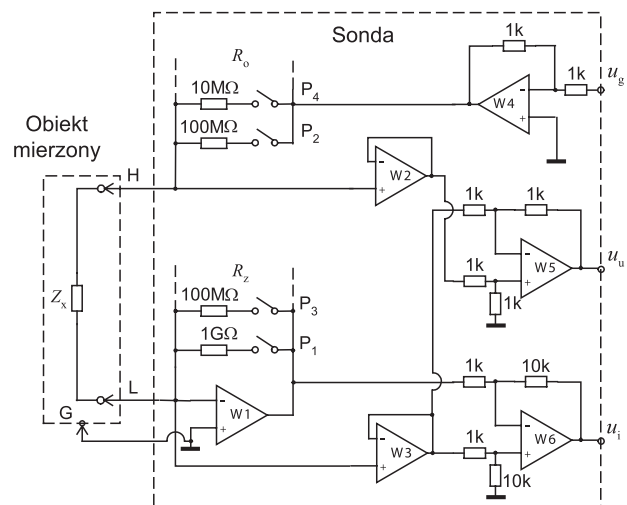
W ostatnich latach do pomiaru parametrów impedancyjnych coraz częściej stosuje się z powodzeniem metodę opartą na próbkowaniu sygnałów oraz wyznaczeniu ich parametrów z zastosowaniem algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP) [2, 3]. Metoda ta jest szczególnie korzystna dla pomiaru na bardzo małych częstotliwościach (<1 Hz). Schemat blokowy systemu, zrealizowanego przez autorów według tej koncepcji, jest pokazany na rys. 1.

W skład sondy wchodzi obwód wejściowy, w którym są wydzielane dwa sygnały: prądowy ( $u_i \sim i_x$ ) i napięciowy ( $u_u \sim u_x$ ) na mierzonej impedancji  $Z_x$ . Są one próbkowane i kwantowane przez przetworniki a/c znajdujące się w jednostce centralnej systemu. Wykorzystując dyskretną transformatę Fouriera (DFT), w procesorze sygnałowym są obliczane – z próbek zebranych w pamięciach – części rzeczywiste i urojone sygnałów  $u_i$  i  $u_u$ . Umożliwiają one, w zależności od schematu zastępczego dwójnika mierzonej  $Z_x$ , wyznaczenie wartości jego parametrów impedancyjnych.

W jednostce centralnej systemu jest generowany, metodą bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości, przebieg sinusoidalny  $u_g$  zasilający przez sondę impedancję mierzoną. Układ programowalny CPLD zapewnia synchroniczną generację sygnału  $u_g$  (strobowanie przetwornika c/a) i próbkowanie sygnałów  $u_i$  i  $u_u$  przez przetworniki a/c. Komputer PC umożliwia programowanie częstotliwości i amplitudy sygnałów pomiarowych oraz pozwala przedstawić wyniki pomiaru widma impedancyjnego w formie wykresów Bodego lub Nyquista.

Analiza obwodu wejściowego typowego miernika impedancji przedstawiona w pracy [4] wykluczyła możliwość połączenia dwójnika mierzonego  $Z_x$  (dla  $|Z_x| > 10 \text{ M}\Omega$ ) z wejściem systemu do spektroskopii wysokoimpedancyjnej za pomocą przewodów ekranowanych. Dlatego autorzy zdecydowali się na zastosowanie sondy pomiarowej, która umożliwia bezpośrednie po-

łączenie obiektu mierzonego z obwodem wejściowym, eliminując do minimum oddziaływanie pojemności pasozytniczych na mierzoną  $Z_x$ . Rys. 2 przedstawia schemat ideowy sondy. Jest to 3-zaciskowy obwód wejściowy (H, L, G) zrealizowany na bazie przetwornika prąd-napięcie (wzmacniacz W1), który umożliwia wydzielenie sygnału  $u_i$  proporcjonalnego do  $i_x$ . Zastosowanie przetwornika prąd-napięcie oraz zacisku masy G pozwala na eliminację wpływu pojemności pasozytniczej pomiędzy przewodem łączącym zacisk L a masą ekranującą obiekt mierzony (ekranowanie obiektów o dużej impedancji jest konieczne w celu eliminacji zakłóceń pochodzących głównie od sieci energetycznej). Uzyskany efekt jest wynikiem wymuszenia pomiędzy zaciskami L i G napięcia bliskiego zera przez połączenie do nich wejść wzmacniacza W1. Dlatego między tymi zaciskami prąd nie płynie, a występująca między nimi pojemność pasozytnicza może być traktowana jako wirtualne rozwarście. Dla zapewnienia pomijalnie małego napięcia między wejściami „-” i „+” wzmacniacza W1, konieczne jest utrzymanie wzmocnienia W1 w przedziale  $-0,01 < (u_i/u_u) < -0,1$ . Dlatego, aby zapewnić szeroki zakres



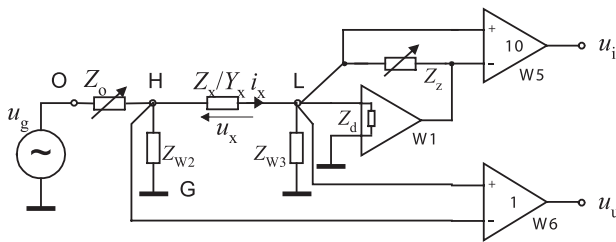
Rys. 2. Schemat ideowy sondy wejściowej

mierzonych impedancji  $Z_x$  (zmiana prądu  $i_x$  od 0,01 nA do 10 mA) zastosowano dekadowo przełączane, za pomocą miniaturowych kontaktronów, rezystory zakresowe  $R_z$  (1 GΩ, 100 MΩ, 10 MΩ...100 Ω).

Przy zmianie zakresu pomiarowego jest przełączana równocześnie rezystancja  $R_o$  na wyjściu wzmacniacza W4, który jest źródłem sygnału zasilającego impedancję  $Z_x$ . Zastosowanie rezystora  $R_o$  ( $R_o = 0,1 R_z$ ) w razie zwarcia  $Z_x$  ogranicza prąd wpływający do przetwornika prąd-napięcie. Ponieważ wzmocnienie wzmacniacza W1 jest nie większe od 0,1, dlatego sygnał z przetwornika prąd-napięcie jest dodatkowo wzmacniany x10 we wzmacniaczu W6. W ten sposób amplituda sygnału  $u_i$  jest współmierna z napięciem  $u_u$ , które za pomocą wtórników W2 i W3 oraz wzmacniacza różnicowego W5 jest pobierane bezpośrednio z impedancji mierzonej  $Z_x$ .

### Analiza sondy wejściowej

W dalszej części artykułu skoncentrowano się na analizie obwodu wejściowego zastosowanego w sondzie pomiarowej. Aby istniała możliwość analizowania wpływu rzeczywistych parametrów zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych oraz pojemności pasożytniczych, na wydzielone sygnały  $u_i$  i  $u_u$ , zaproponowano schemat zastępczy sondy pokazany na rys. 3.



Rys. 3. Schemat zastępczy sondy wejściowej

Uwzględnia on następujące elementy:

$$Z_z = \frac{1}{\frac{1}{R_z} + j\omega C_z}$$

- impedancja w sprzężeniu zwrotnym przetwornika prąd-napięcie, opisuje równoległe połączenie rezystora zakresowego  $R_z$  i pojemności  $C_z$  pochodzącej od przekaźników kontaktronowych realizujących zmianę zakresu pomiarowego i pojemności montażowych.

$$Z_o = \frac{1}{\frac{1}{R_o} + j\omega C_o}$$

- impedancja wyjściowa źródła sygnału pomiarowego  $u_g$ , przedstawia równoległe połączenie rezystora ograniczającego prąd źródła  $R_o$  z pojemnością  $C_o$  pochodzącą od przekaźników kontaktronowych.

$Z_{W2}, Z_{W3}$  - impedancje wejściowe wtórników W2 i W3 dołączonych do zacisków H i L. Są one zależne od wspólnej impedancji wejściowej  $Z_{com}$  zastosowanych wzmacniaczy operacyjnych.

Ze względu na maksymalną wartość mierzonej impedancji  $|Z_x| = 100$  GΩ wzmacniacze operacyjne w obwodzie wejściowym muszą charakteryzować się małymi prądami wejściowymi (na poziomie pA) oraz dużą różnicową i wspólną impedancją wejściową ( $Z_d, Z_{com}$ ) przy jak najszerzym paśmie przenoszenia. Postawione wymagania można spełnić, wykorzystując wzmacniacze operacyjne z wejściową parą tranzystorów J-FET. Zastosowano wzmacniacze OPA627, których prądy wejściowe nie przekraczają 1-2 pA (w temp. 20 °C), a impedancje  $Z_{com}$  i  $Z_d$  determinują rezystancje  $R_{com} = R_d = 10$  TΩ połączone równoległe z pojemnościami  $C_{com} = 7$  pF,  $C_d = 8$  pF.

Na podstawie schematu zastępczego sondy (rys. 3), wyprowadzono zależności wyznaczające sygnały  $u_i$  i  $u_u$ :

$$u_i = \frac{Z_z}{Z_a} \left\{ \frac{\frac{10}{1 + \frac{11}{A_u}}}{1 + \frac{1}{A_u} \left[ 1 + \frac{Z_z}{Z_a} + Z_z \left( \frac{1}{Z_d} + \frac{1}{Z_b} + \frac{1}{Z_{W2}} \right) \right]} \right\} u_g \quad (1)$$

gdzie:

$$A_u = \frac{A_{DC}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{3dB}}}$$

jest jednobiegunową ( $\omega_{3dB}$ ) funkcją przenoszenia wzmacniaczy W1 i W6,  $A_{DC}$  - stałoprądowe wzmocnienie wzmacniaczy w pętli otwartej, a

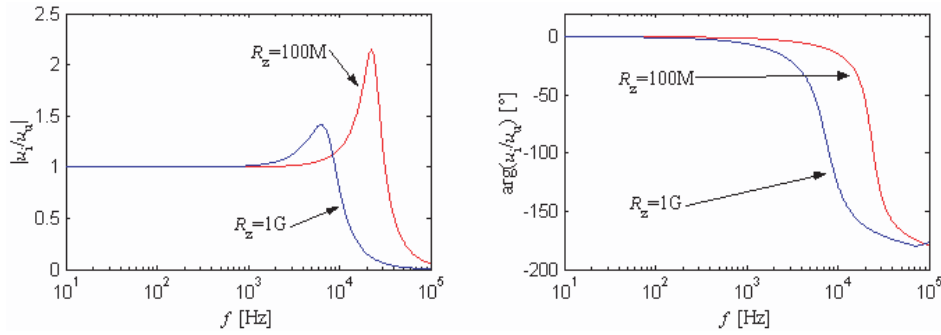
$$Z_a = Z_o + Z_x + \frac{Z_o Z_x}{Z_{W2}}$$

$$Z_b = Z_x + Z_{W2} + \frac{Z_x Z_{W2}}{Z_o}$$

są odpowiednio impedancjami pomiędzy węzłami OL i LG zastępczego układu trójkąta OLG, tożsamego z układem gwiazdy występującej na rys. 3 pomiędzy węzłami OLG. Ponadto założono, że wzmocnienie wtórników W2 i W3 oraz wzmacniacza W5 wynoszą dokładnie 1 w analizowanym przedziale częstotliwości.

$$u_u = \frac{Z_x}{Z_c + Z_o \left( 1 + \frac{Z_c}{Z_{W1}} \right)} u_g \quad (2)$$

gdzie:



Rys. 4. Wykresy modułu i fazy stosunku napięć  $u_i/u_u$

$$Z_c = Z_x + \frac{1}{\frac{1}{Z_{we}} + \frac{1}{Z_{W2}}}$$

Impedancję wejściową  $Z_{we}$  przetwornika prąd-napięcie  $W_1$ , występującą w wyrażeniu  $Z_c$  wyznaczono, korzystając z zależności opisujących pracę rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego w konfiguracji odwracającej fazę [5]:

$$Z_{we} = \frac{1}{\frac{1}{Z_d} + \frac{1+A_u}{Z_R}} \quad (3)$$

Analizę sondy przeprowadzono w dwóch etapach. W pierwszym badano wpływ rzeczywistych parametrów zastosowanych wzmacniaczy, natomiast w drugim etapie wpływ pojemności pasozytniczej  $C_z$  bocznikującej rezystor zakresowy. W obu etapach analizowano stosunek sygnałów  $u_i/u_u$ , na podstawie którego są wyznaczane moduł i faza admittancji mierzonej  $Y_x$  (dla dwójnika  $Z_x$  w równoległym układzie zastępczym). Ponadto czynniki oddziałujące jednakowo na oba sygnały są w ten sposób eliminowane (np. amplituda sygnału  $u_g$ ) i nie wpływają na parametry mierzone.

Analizę wpływu parametrów zmiennoprądowych wzmacniacza ( $A_u$ ,  $Z_d$ ,  $Z_{com}$ ) na charakterystykę amplitudowo-fazową stosunku sygnałów  $u_i/u_u$ , przeprowadzono w środowisku Matlab. W obliczeniach przyjęto parametry wzmacniacza OPA627 ( $A_{DC} = 120$  dB,  $\omega_{3dB} = 2\pi 100$  Hz, GBW = 16 MHz). Przedstawione na rys. 4 symulacje przeprowadzono dla dwóch wartości rezystancji mierzonych  $R_x$ : 1 GΩ i 10 GΩ (dla rezystorów zakresowych  $R_z$ : 100 MΩ i 1 GΩ,  $Z_{W2} = Z_{W3} = 5$  TΩ || 15 pF, założono  $C_x = C_o = 0$ ).

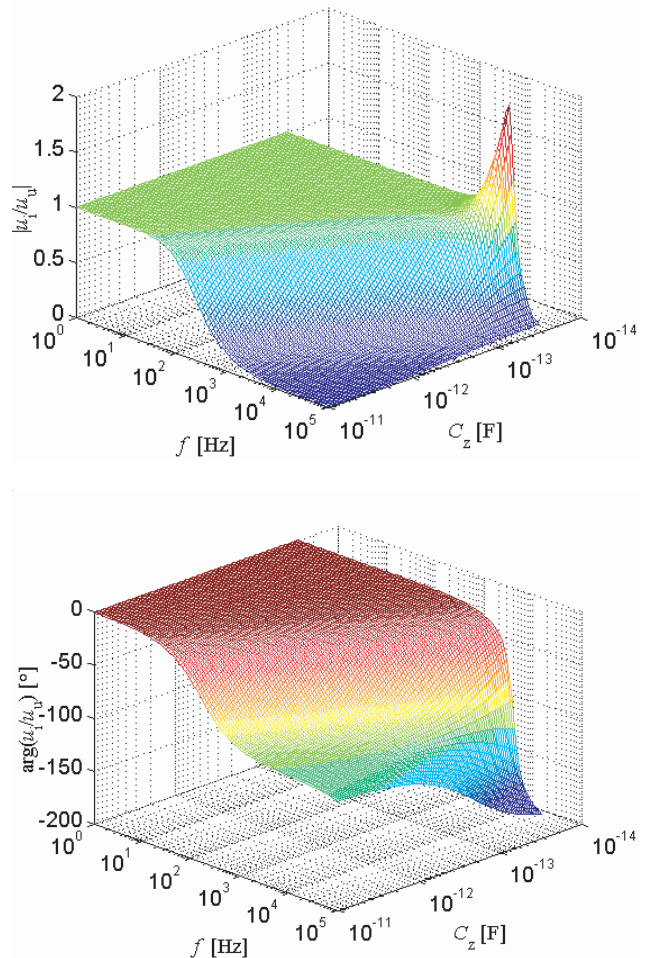
Analizując wykresy, można stwierdzić znaczący wpływ parametrów zmiennoprądowych wzmacniacza na moduł i fazę  $u_i/u_u$  dla częstotliwości większych od 10 kHz przy  $R_z = 100$  MΩ i już od 1 kHz dla  $R_z = 1$  GΩ. Jest on spowodowany wzrostem z częstotliwością impedancji wejściowej  $Z_{we}$  przetwornika prąd-napięcie  $W_1$ , szczególnie dla dużych wartości rezystancji zakresowych  $R_z$  (analiza zagadnienia w [4]).

W drugim etapie, w analizie stosunku zależności (1) i (2) uwzględniono istnienie pojemności pasozytniczej

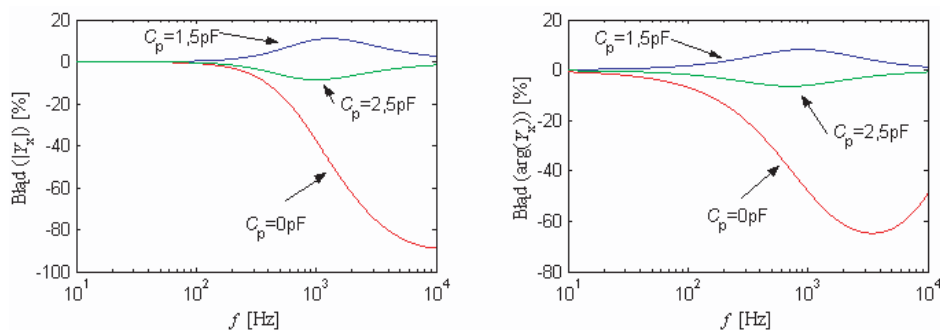
$C_z$ . Obliczenia przeprowadzone dla zakresu pomiarowego  $R_z = 100$  MΩ (założono  $R_x = 1$  GΩ,  $C_x = 0$ , parametry wzmacniaczy jak wyżej) przedstawia rys. 5.

Z analizy wykresów można zauważyć niepożądane zmiany modułu i fazy dla coraz mniejszych częstotliwości, przy wzroście pojemności  $C_z$ . Dla  $C_z = 10$  pF występują już od 10 Hz. W skonstruowanej sondzie, dla wzmacniaczy OPA627 i wypadkowej pojemności węzła L kilkanaście pF, pojemność pasozytnicza  $C_z$  jest głównym źródłem ograniczającym maksymalną częstotliwość pomiarową.

W celu określenia wpływu pojemności pasozytnicznych na dokładność pomiaru rezystancji  $R_x = 1$  GΩ,



Rys. 5. Wykresy modułu i fazy stosunku napięć  $u_i/u_u$  dla  $R_z = 100$  MΩ,  $R_x = 1$  GΩ



Rys. 6. Wpływ pojemności  $C_z$  na dokładność wyznaczenia admitancji  $Y_x$

ze wzrostem częstotliwości, na rys. 6 przedstawiono błąd względny modułu i bezwzględny fazy admitancji rezystora  $R_x$ , obliczonej z zależności  $Y_x = (1/10R_z)(u_i/u_u)$ . W symulacji przyjęto, że występująca w sondzie pojemność pasożytnicza  $C_z$  jest na poziomie 2 pF. Jest to wartość w pełni realna w sytuacji zrealizowania zmiany zakresu przetwornika prąd-napięcie na miniaturowych przełącznikach kontaktronowych (SIL05-1A-72-71D MEDER electronic).

O błędzie, który będzie popełniany przy wyznaczaniu parametrów  $Y_x$  decyduje znajomość rzeczywistej pojemności  $C_z$  w sondzie. Na rys. 6 przedstawiono przypadek nieuwzględnienia w obliczeniach pojemności  $C_p$  ( $C_p = 0$ ) szacującej rzeczywistą pojemność  $C_z$ . W tej sytuacji dla częstotliwości powyżej 100 Hz występuje bardzo szybki wzrost błędów do kilkudziesięciu procent i stopni odpowiednio do modułu i fazy  $Y_x$ . Błędy można znacznie zmniejszyć przez uwzględnienie w obliczeniach przybliżonej wartości  $C_z$ . Na rys. 6 przedstawiono dwa przykłady uwzględnienia pojemności pasożytniczej w obliczeniach przez pojemność  $C_p$ : o wartościach 1,5 pF i 2,5 pF. W tych przykładach błędy uległy zmniejszeniu (o ok. 8-10 razy) do wartości dopuszczalnych w spektroskopii impedancyjnej. W praktyce trudno oszacować rzeczywistą wartość  $C_z$ , która na dodatek zmienia wartość z zakresem pomiarowym. W zrealizowanym systemie przewidziano możliwość uwzględniania wypadkowej impedancji zakresowej  $Z_z$  nie tylko dla każdego zakresu, ale także częstotliwości pomiarowej. Na rys. 6 dla większych częstotliwości (> 2 kHz) można zauważyć dodatkowy wpływ parametrów zmiennoprądowych wzmacniaczy operacyjnych.

## Podsumowanie

W artykule przedstawiono komputerowy system pomiarowy do spektroskopii wysokoimpedancyjnej, w którym zastosowano sondę wejściową umożliwiającą pomiary impedancji do 100 GΩ w szerokim zakresie częstotliwości 10 μHz - 100 kHz. Podano wyniki badań symulacyjnych, które wskazują na dużą wrażliwość stosunku wydzielanych w sondzie sygnałów pomiarowych  $u_i$  i  $u_u$  na pojemność pasożytniczą w sprzężeniu zwrotnym przetwornika prąd-napięcie oraz jego

rezystancję zakresową. Wpływ pojemności pasożytniczej może być w istotny sposób zmniejszony poprzez wprowadzenie jej przybliżonej wartości do obliczeń parametrów impedancyjnych obiektów mierzonych. W zrealizowanym systemie komputerowym, w pamięci procesora sygnałowego umieszczono tablicę wartości rezystancji zakresowych i pojemności pasożytniczych, dla każdego z ośmiu zakresów pomiarowych i trzech przedziałów częstotliwości (<100 Hz, 100 Hz - 10 kHz, >10 kHz). Pozwoli to na zwiększenie dokładności pomiaru parametrów mierzonego obiektu i zwiększenie maksymalnej częstotliwości pomiarowej dla każdego zakresu pomiarowego sondy.

## Bibliografia

- [1] Hoja J., Lentka G.: *Virtual instrument using bilinear transformation for parameter identification of high impedance objects*, Measurement Science and Technology, vol. 14, no. 5, May 2003, p. 633-642.
- [2] Angrisani L., Baccigalupi A., Pietrosanto A.: *A Digital Signal-Processing Instrument for Impedance Measurement*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 45, no. 6, December 1996, p. 930-934.
- [3] Carullo A., Parvis M., Vallan A.: *Fast impedance analyzer for corrosion monitoring*, Proc. of XVI IMEKO WORLD CONGRESS 2000, Vienna, Austria 2000, Vol. VI, TC-10, p. 161-165.
- [4] Hoja J.: *A metrological analysis of the input circuit of an impedance meter*, Metrology & Measurement Systems, vol. X, no. 4, PWN, Warszawa 2003, p. 367-380.
- [5] Franco S.: *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits*, McGraw-Hill Book Company, 1988.