

Jerzy HOJA, Grzegorz LENTKA

POLITECHNIKA GDAŃSKA, KATEDRA OPTOELEKTRONIKI I SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH

Analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej z wykorzystaniem CPS

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 10 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: hoja@eti.pg.gda.pl



Streszczenie

W artykule przedstawiono opracowany i wdrożony do produkcji seryjnej analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej. Dzięki zastosowaniu obwodu wejściowego w postaci sondy pomiarowej (2 i 3 zaciskowej) analizator umożliwia pomiary w zakresie $100 \Omega < |Z_x| < 100 \text{ G}\Omega$. Do wyznaczania składowych ortogonalnych sygnałów pomiarowych wykorzystano technikę cyfrowego przetwarzania sygnałów. Pozwoliła ona na pomiary w szerokim zakresie częstotliwości od bardzo niskich 100 μHz do 1 MHz. Analiza rzeczywistych parametrów sond, umożliwiła wyznaczenie zależności korygujących wyniki pomiaru, które zaimplementowane w oprogramowaniu analizatora, zwiększyły dokładność pomiaru impedancji.

Słowa kluczowe: pomiar impedancji, spektroskopia impedancyjna, cyfrowe przetwarzanie sygnałów.

High impedance spectroscopy analyzer using DSP

Abstract

The paper presents the developed high impedance spectroscopy analyzer which was putted into production. The analyzer allows to measure in the range of $100 \Omega < |Z_x| < 100 \text{ G}\Omega$ thanks to the usage of the input circuitry in form of the measurement probe (2 and 3 terminal). The digital signal processing technique was used to determine orthogonal parts of the measurement signals. This allows measuring in a wide frequency range from very low 100 μHz up to 1 MHz. The analysis of the real-life parameters of the probes made possible evaluation of correction formulas which were implemented in analyzer software and increased accuracy of the impedance measurement.

Keywords: impedance measurement, impedance spectroscopy, digital signal processing.

1. Wprowadzenie

Spektroskopia impedancyjna należy do podstawowych metod badawczych obiektów technicznych modelowanych obwodami elektrycznymi. Jest wykorzystywana w tak różnych dziedzinach jak elektrochemia [1], inżynieria materiałowa [2], geologia [3], budownictwo [4], czy medycyna i biologia [5]. Procedura pomiarowa spektroskopii składa się z fazy pomiarowej, polegającej na zmierzeniu impedancji Z_m obiektu w funkcji częstotliwości sygnału pomiarowego, a następnie fazy analitycznej, polegającej na identyfikacji parametrów elementów RC schematu zastępczego obiektu na podstawie widma impedancji $Z_m(f)$.

Postęp technologiczny powoduje, że obserwuje się stały wzrost potrzeby pomiaru obiektów osiągających bardzo wysokie impedancje ($|Z_m| > 100 \text{ M}\Omega$) (np. powłoki antykorozyjne, materiały dielektryczne). Pomiary impedancji tych obiektów, jeżeli mają doprowadzić do identyfikacji elementów ich schematów zastępczych, wymagają pomiarów w szerokim zakresie częstotliwości,

od bardzo niskich rzędu 100 μHz do 1 MHz. Dodatkowo, istnieje zapotrzebowanie na przenośną aparaturę do spektroskopii, umożliwiającą pomiary nie tylko w laboratoriach, ale także na obiektach w terenie. Dlatego, biorąc pod uwagę w/w wymagania, autorzy opracowali i wdrożyli do produkcji seryjnej analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej.

W artykule zostaną przedstawione rozwiązania układowe i programowe nie spotykane w konwencjonalnej aparaturze do pomiarów parametrów impedancyjnych, a w szczególności: nowe rozwiązanie obwodu wejściowego, wykorzystanie techniki cyfrowego przetwarzania sygnałów (CPS) do wyznaczania składowych ortogonalnych sygnałów pomiarowych oraz zastosowanie programowej korekty wyniku pomiaru modułu i argumentu mierzonej impedancji. Na zakończenie będą porównane błędy pomiaru impedancji uzyskane za pomocą zrealizowanego analizatora oraz laboratoryjnego zestawu pomiarowego firmy Solartron.

2. Architektura i zasada działania analizatora

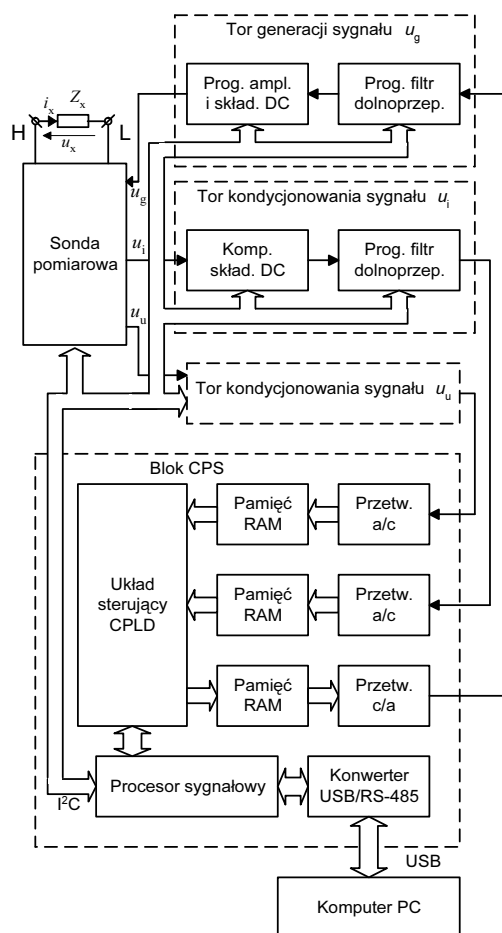
Spełnienie wymagania pomiaru bardzo dużych impedancji w szerokim zakresie częstotliwości wymusiło na autorach wprowadzenie nowych rozwiązań w opracowanym analizatorze impedancji. Dotyczy to zwłaszcza obwodu wejściowego, techniki detekcji fazoczułej i korekcji wyników pomiaru:

- Potrzeba pomiaru bardzo dużych impedancji, spowodowała konieczność przeniesienia obwodu wejściowego z jednostki centralnej analizatora do zewnętrznej sondy pomiarowej. Umożliwia ona bliskie połączenie obiektu mierzonego z obwodem wejściowym, eliminując do minimum oddziaływanie pojemności pasożytniczych na impedancję Z_m .
- Wymaganie pomiaru impedancji od bardzo niskich częstotliwości pomiarowych (100 μHz), wykluczyło wykorzystanie klasycznych detektorów fazoczułych i wymusiło opracowanie metody bazującej na dyskretnej transformacji Fouriera do wyznaczania składowych ortogonalnych ($\text{Re}(\cdot)$ i $\text{Im}(\cdot)$) sygnałów pomiarowych, na podstawie zebranych ciągów próbek każdego sygnału.
- Analiza rzeczywistych parametrów obwodu wejściowego i torów pomiarowych, pozwoliła na wyznaczenie zależności korygujących wyniki pomiaru, które zaimplementowane w oprogramowaniu zrealizowanego analizatora, zwiększyły dokładność i maksymalną częstotliwość pomiaru impedancji.

Schemat blokowy analizatora, zrealizowanego według przedstawionej koncepcji, jest pokazany na rys. 1.

Obiekt mierzony dołączony do sondy pomiarowej, która jest zasilana sygnałem u_g . Służy ona do wydzielania dwóch sygnałów proporcjonalnych do prądu $i_x \sim i_x$ i napięcia $u_u \sim u_x$ na impedancji mierzonej Z_x (pozwalają one na wyznaczenie impedancji na podstawie definicji). W analizatorze można wyróżnić tor generacji sygnału u_g oraz dwa jednakowe tory kondycjonowania sygnałów wydzielonych w sondzie. Wymienione tory współpracują

z blokiem CPS. W torze generacji wytwarzany jest za pomocą przetwornika c/a przebieg sinusoidalny u_g , metodą bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości (DDS). W bloku CPS są także próbkowane i kwantowane przez przetworniki a/c sygnały pomiarowe u_i i u_u .



Rys. 1. Schemat blokowy analizatora do spektroskopii wysokoimpedancyjnej
Fig. 1. Block diagram of high impedance spectroscopy analyzer

Na podstawie dwóch ciągów próbek napięć u_i i u_u zebranych w pamięciach RAM:

$$\begin{aligned} u_i[n] &= u_i(n \cdot T_s), \\ u_u[n] &= u_u(n \cdot T_s), \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie: $n = 0, 1, \dots, N-1$, ($N=65536$ – liczba zebranych próbek),
 $T_s = 1/f_s$, f_s – częstotliwość próbkowania (6,5536 MHz, 655,36 kHz, 65,536 kHz...),

wyznaczana jest w procesorze sygnałowym z definicji transformacji DFT. Wynikiem obliczeń jest dyskretna reprezentacja spróbowanych sygnałów w dziedzinie częstotliwości. Są to odpowiednio ciągi U_i i U_u , dla których k -te prążki widm można opisać wzorami:

$$\begin{aligned} U_i[k] &= U_i(k \cdot \Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} u_i[n] \cdot e^{-jk \frac{2\pi}{N} n} \\ U_u[k] &= U_u(k \cdot \Delta f) = \sum_{n=0}^{N-1} u_u[n] \cdot e^{-jk \frac{2\pi}{N} n} \end{aligned} \quad (2)$$

gdzie: $k = 0, 1, \dots, N-1$,
 $\Delta f = f_s/N$ – rozdzielczość częstotliwościowa widma.

Dla uzyskania prostego algorytmu wyznaczania transformacji DFT i nie dopuszczenia do wystąpienia przecieku widma, zastosowano układ programowalny CPLD zapewniający synchroniczną generację sygnału u_g (strobowanie przetwornika c/a) i próbkowanie sygnałów pomiarowych przez przetworniki a/c. W ten sposób spełniony jest warunek akwizycji próbek w całkowitej liczbie okresów sygnału mierzonego wyrażony równaniem:

$$N \cdot T_s = l \cdot T, \quad (3)$$

gdzie: T – okres sygnału mierzonego,
 l – liczba całkowita (1-10000),

co oznacza, że dla sygnałów sinusoidalnych u_i i u_u ich widma częstotliwościowe mają postać pojedynczego (l -tego) prążka.

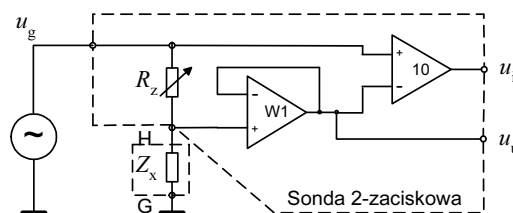
Po zakończeniu każdego cyklu pomiarowego procesor sygnałowy wyznacza również moduł i argument impedancji mierzonej na podstawie następujących zależności:

$$|Z_x| = 10 R_z \frac{|U_u[l]|}{|U_i[l]|}, \quad \varphi_{Z_x} = \arg\left(\frac{U_u[l]}{U_i[l]}\right), \quad (4)$$

gdzie: R_z – wzorcowy rezystor zakresowy w sondzie, realizujący przetwarzanie prądu i_x na napięcie u_i .

3. Sondy pomiarowe

Analiza obwodu wejściowego typowego miernika impedancji, przedstawiona w pracy [6], wykluczyła możliwość połączenia za pomocą długich przewodów ekranowanych impedancji obiektu mierzonego z wejściem analizatora wysokoimpedancyjnego dla $|Z_x| > 100 \text{ M}\Omega$. Dlatego autorzy zdecydowali się na zastosowanie sondy pomiarowej, która pozwala na bliskie połączenie obiektu mierzonego z obwodem wejściowym analizatora. Opracowano dwa rodzaje sond: 2-zaciskową przeznaczoną dla obiektów uziemionych oraz 3-zaciskową dla obiektów nieziemionych.



Rys. 2. Uproszczony schemat ideowy sondy przeznaczonej do pomiaru impedancji uziemionej

Fig. 2. Simplified diagram of the probe for the measurement of a grounded impedance

Rys. 2 przedstawia schemat sondy 2-zaciskowej, przeznaczonej do pomiaru impedancji obiektów uziemionych w terenie (na przykład powłok antykorozyjnych na mostach, rurociągach, itp.). Umożliwia ona wydzielenie dwóch sygnałów u_i i u_u proporcjonalnych do prądu i napięcia na impedancji Z_x . Połączony szeregowo z Z_x rezystor zakresowy R_z służy do pomiaru prądu i_x płynącego przez Z_x . Dla zapewnienia szerokiego zakresu mierzonych impedancji Z_x (zmiana zakresu pomiaru prądu i_x od 10 pA do 1 mA) zastosowano dekadowo przełączane za pomocą miniaturowanych kontaktronów rezystory R_z (100 Ω ... 100 M Ω , 1 G Ω). Wartości rezystancji zakresowej R_z są dobrane w stosunku do $|Z_x|$ mierzonego obiektu według kryterium: $0,01|Z_x| < R_z \leq 0,1|Z_x|$. Spełnienie warunku oznacza, że rezystancja R_z jest przynajmniej o rząd mniejsza od $|Z_x|$ i powoduje przynajmniej dziesięciokrotne zmniejszenie impedancji widzianej z zacisku H w stosunku do masy. Jest to korzystne rozwiązanie ze względu na zmniejszenie zakłóceń powstających na impedancji Z_x , ale powoduje po-

trzebę dodatkowego, 10-krotnego, wzmocnienia sygnału z rezystora R_z . W ten sposób amplituda sygnału u_i jest współmierna z sygnałem u_u , pobieranym bezpośrednio za pomocą wtórnika W_1 z impedancji Z_x .

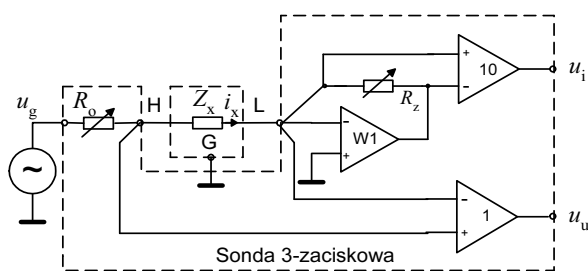
Wykorzystanie zależności (4) do wyznaczenia parametrów impedancji mierzonej jest poprawne pod warunkiem, że sygnały u_i i u_u wydzielone w sondzie pomiarowej, a następnie przetworzone na wartość cyfrową w jednostce centralnej analizatora, są zależne tylko od prądu i_x i napięcia u_x na Z_x . Z przeprowadzonej analizy sondy wynika [7], że na sygnały u_i i u_u wpływają także niepożądane czynniki (m. in. pojemności montażowe, rzeczywiste parametry wzmacniaczy operacyjnych) powodując błędy pomiaru impedancji. Dlatego istnieje konieczność uwzględnienia poprawek korygujących wydzielone sygnały w sondzie. Uwzględniając wpływ wszystkich istotnych źródeł błędów w sondzie 2-zaciskowej, wyprowadzono wzór wyznaczający mierzoną impedancję Z_m^{2z} :

$$Z_m^{2z} = 10 Z_z \left\{ 1 + \frac{11}{A_u} + \frac{U_u [I]}{U_i [I]} \right\}^{-1} \quad (5)$$

gdzie: Z_z - impedancja przedstawia równoległe połączenie rezystora zakresowego R_z oraz pojemności C_z pochodzącej od przekaźników kontaktronowych realizujących zmianę zakresu pomiarowego i pojemności montażowych, A_u - jest jednobiegunową funkcją przenoszenia wzmacniacza o wzmocnieniu 10,

$$Y = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_d} + \frac{1}{R_c} + j\omega(C_p + C_d + C_c) - \text{parametry różni-$$

cowej i wspólnej impedancji wejściowej (Z_d , Z_c) wtórnika W_1 oraz C_p – sumaryczna pojemność przewodu łączącego impedancję Z_x z sondą oraz pojemności montażowe wewnątrz sondy, R_p – rezystancja upływności zacisku H do masy (m. in. upływność laminatu płytki drukowanej).



Rys. 3. Uproszczony schemat ideowy sondy przeznaczonej do pomiaru impedancji nieuziemionej

Fig. 3. Simplified diagram of the probe for the measurement of a non-grounded impedance

Rys. 3 przedstawia opracowaną sondę-3 zaciskową (H, L, G) przeznaczoną do pomiaru impedancji obiektów nieuziemionych. Jest ona zrealizowana na bazie przetwornika prąd-napięcie (wzmacniacz W_1), który umożliwia wydzielenie sygnału u_i proporcjonalnego do i_x . Zastosowanie przetwornika prąd-napięcie oraz zacisku masy G pozwala na eliminację wpływu pojemności pasożytniczej 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 zeru przez połączenie do nich wejść wzmacniacza W_1 . Dlatego między tymi zaciskami prąd nie płynie, a występująca między nimi pojemność pasożytnicza może być traktowana jako wirtualne rozwarcie. Dla zapewnienia pomijalnie małego napięcia między

wejściami „-” i „+” wzmacniacza W_1 , konieczne jest utrzymanie wzmocnienia W_1 w przedziale $-0,01 < k_{W1} \leq -0,1$. Dlatego, aby zapewnić szeroki zakres mierzonych impedancji Z_x zastosowano dekadowo przełączane rezystory zakresowe R_z . Wartości rezystancji R_z są identyczne jak w sondzie 2-zaciskowej.

Przy zmianie zakresu pomiarowego przełączana jest równocześnie rezystancja R_0 . Zastosowanie rezystora R_0 ($R_0 = 0,1 R_z$) w przypadku zwarcia Z_x ogranicza prąd wpływający do przetwornika prąd-napięcie. Ponieważ wzmocnienie wzmacniacza W_1 jest nie większe od 0,1, dlatego sygnał z przetwornika prąd-napięcie jest dodatkowo wzmacniany 10 razy i w ten sposób amplituda sygnału u_i jest współmierna z napięciem u_u , które jest pobierane bezpośrednio z impedancji mierzonej Z_x .

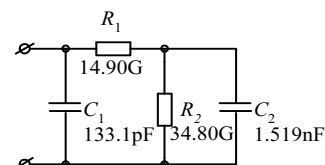
Analizę sondy przeprowadzono w dwóch etapach [8]. W pierwszym badano wpływ rzeczywistych parametrów zastosowanych wzmacniaczy natomiast w drugim etapie wpływ pojemności pasożytniczej C_z bocznikującej rezystor zakresowy. Analizę wpływu parametrów zmiennoprądowych wzmacniaczy (A_u , Z_d , Z_c , ω_{3dB}) na błąd pomiaru impedancji, przeprowadzono dla górnego zakresu częstotliwości pomiarowych (>10 kHz), kiedy ich znaczenie jest największe. Uwzględniając główne źródła błędów, pojemność C_z i parametry wzmacniacza o wzmocnieniu 10 (A_u), wyprowadzono wzór wyznaczający mierzoną impedancję Z_m^{3z} :

$$Z_m^{3z} = \frac{10 Z_z}{1 + \frac{11}{A_u}} \frac{U_u [I]}{U_i [I]} \quad (6)$$

W rozdziale 4 zostaną przedstawione korzyści wynikające z zastosowania zależności (5) lub (6) przy wyznaczaniu modułu i argumentu impedancji testowego obiektu RC.

4. Wyniki badań

W pracy [9] analizowano wpływ parametrów przetworników a/c w torach CPS na błąd pomiaru impedancji. Biorąc pod uwagę wynikające z analizy zalecenia, zastosowano w analizatorze 12-bitowe przetworniki z maksymalną częstotliwością próbkowania 10 MHz. Stąd, na błąd pomiaru impedancji decydujący wpływ mają parametry sond, które zostały przedstawione w rozdziale 3.

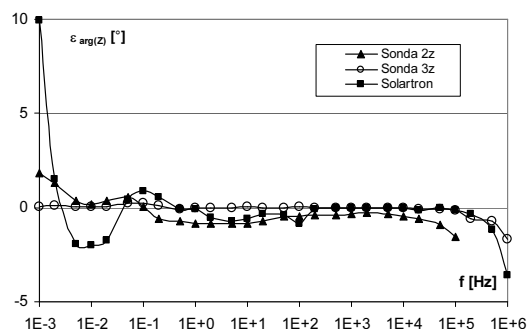
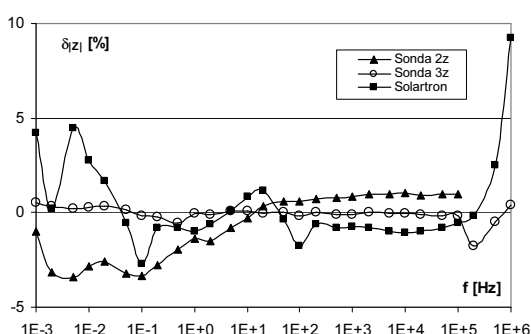


Rys. 4. Schemat elektryczny wzorcowego obiektu RC
Fig. 4. Electrical circuit of the reference RC object

Dla pełnej oceny dokładności, przeprowadzono pomiary zrealizowanymi sondami oraz analizatorem. Obiektem dołączonym do zacisków wejściowych sond był wzorcowy dwójnik czteroelementowy RC pokazany na rys. 4. Konfiguracja dwójnika oraz wartości elementów są typowym przykładem układu zastępczego impedancji rzeczywistej powłoki antykorozyjnej w początkowym okresie eksploatacji, gdy maksymalna wartość modułu impedancji jest na poziomie 50 GΩ. Kondensatory dwójnika zmierzono analizatorem impedancji HP4192 z błędem nie przekraczającym 0,1 %, natomiast rezystory pomierzono metodą techniczną wykorzystując rezystor wzorcowy 10 MΩ ± 0,01 % i multimetr HP34401A.

Obiekt pomierzono również komercyjnym zestawem pomiarowym f-my Solatron (FRA 1255 i Impedance Interface 1294) w celu porównania dokładności obu analizatorów.

Przeprowadzono 10 serii pomiarowych impedancji dwójnika dla częstotliwości z przedziału 1 MHz \div 1 mHz (z krokiem 1-2-5), sygnałem o amplitudzie 1 V_{RMS}. Wyznaczono średnie arytmetyczne z otrzymanych wyników modułu i argumentu impedancji. Dla poszczególnych punktów pomiarowych (poza częstotliwościami 500 kHz i 1 MHz) odchylenie standardowe modułu impedancji nie przekracza 0,15%, a dla argumentu jest mniejsze od 0,3°. Porównując uzyskaną charakterystykę widma impedancyjnego z pomiaru obiektu RC z charakterystyką wyznaczoną teoretycznie na podstawie wzorcowych elementów RC, trudno zauważyć różnice ze względu na szeroki zakres zmian impedancji mierzonej (modułu: 1 k Ω \div 47 G Ω i argumentu: 90° \div 15°). Aby była możliwa precyzyjna ocena dokładności obu analizatorów wyznaczono błędy względne modułu $\delta_{|Z|}$ i bezwzględne argumentu $\varepsilon_{\arg(Z)}$ impedancji (rys. 5). Określono je wykorzystując wyznaczone wzorcowe charakterystyki obiektu na podstawie wartości elementów RC z rys. 4 oraz zależności (5) i (6).

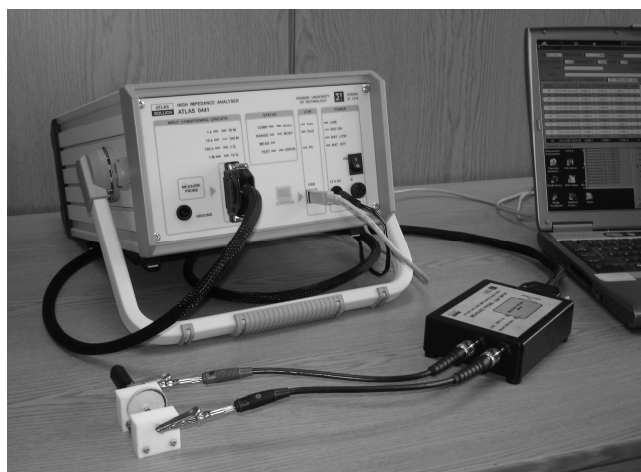


Rys. 5. Błąd pomiaru modułu i argumentu impedancji obiektu RC
Fig. 5. Error of the measurement of the modulus and argument of the impedance of the RC object

Z analizy wykresów można zauważyć, że najmniejsze błędy występują w przypadku pomiaru zrealizowanym analizatorem z sondą 3-zaciskową. Dla częstotliwości poniżej 100 kHz błąd względny modułu i bezwzględny argumentu impedancji mieści się w przedziale $\pm 0,5\%$ i $\pm 0,5^\circ$. Natomiast dla częstotliwości z zakresu 100 kHz \div 1 MHz wzrasta odpowiednio do 1,5% i 2°. W przypadku pomiaru sondą 2-zaciskową dla częstotliwości większych od 100 kHz błąd szybko rośnie, stąd dla obiektów uziemionych maksymalna częstotliwość pomiarowa została ograniczona do 100 kHz. Przeprowadzone badania zrealizowanego analizatora impedancji wykazały duże lepsze parametry metrologiczne w porównaniu z zestawem Solartron. Zwłaszcza w pomiarach dużych impedancji (dla modułu impedancji $|Z_x| > 1$ G Ω), błędy względny modułu i bezwzględny argumentu impedancji wzrastają prawie o rząd wielkości. Reasumując, można stwierdzić, że opracowany przez autorów analizator, umożliwia pomiar impedancji do 100 G Ω ze znacznie mniejszym błędem w porównaniu z dużo droższym zestawem Solartrona: 1294 i 1255.

5. Podsumowanie

Opracowany w ramach projektu badawczo-wdrożeniowego UE Eureka E13174 analizator do spektroskopii impedancyjnej (rys. 6) został wdrożony do produkcji seryjnej w firmie ATLAS-SOLLICH. Do wyznaczania składowych ortogonalnych sygnałów pomiarowych zastosowano w nim technikę cyfrowego przetwarzania sygnałów. Pozwoliła ona na pomiary w szerokim zakresie częstotliwości od bardzo niskich 100 μ Hz do 1 MHz. Dzięki zastosowaniu obwodu wejściowego w postaci sondy pomiarowej (2 i 3 zaciskowej) analizator umożliwia pomiary w zakresie 100 Ω $<$ $|Z_x|$ $<$ 100 G Ω (w 8 podzakresach).



Rys. 6. Widok analizatora do spektroskopii wysokoimpedancyjnej
Fig. 6. View of the high impedance spectroscopy analyzer

Analizator zrealizowano w formie przyrządu wirtualnego na 7 eurokartach wykonanych w technologii SMD. Składa się on z jednostki centralnej połączonej za pomocą interfejsu USB z komputerem PC. Wykorzystując nowoczesne podzespoły elektroniczne, autorzy zrealizowali przystępny i tani analizator do spektroskopii wysokoimpedancyjnej, którego parametry użytkowe są porównywalne z laboratoryjną aparaturą komercyjną znanych firm.

6. Literatura

- [1] H. Andersson, I. Pettersson: Modeling electrochemical impedance data for semi-bipolar lead acid batteries. *Journal of Applied Electrochemistry* 31, 2001.
- [2] K. Srinivas, P. Sarah: Impedance spectroscopy study of polycrystalline BiFe₂Ti₃O₁₈. *Bulletin of Material Science* 26, 2003.
- [3] J. Xiang, N. B. Jones, D. Cheng: Direct inversion of the apparent complex-resistivity spectrum. *Geophysics* 66, 2001.
- [4] R. T. Coverdale, B. J. Christensen, T. O. Mason, H. M. Jennings, E. J. Garboczi, D.P. Bentz: Interpretation of impedance spectroscopy of cement paste via computer modeling. *Journal of Material Science* 30, 1995.
- [5] S. Nebuya, B. H. Brown, R. H. Smallwood, P. Milnes, A. R. Waterworth: Measurement of high frequency electrical transfer impedances from biological tissues. *Electronics Letters* 35, 1999.
- [6] J. Hoja: A metrological analysis of the input circuit of an impedance objects. *Metrological and Measurement Systems*, vol X, no. 4, 2003.
- [7] J. Hoja, G. Lentka: An analysis of a measurement probe for a high impedance spectroscopy analyzer. *Measurement*, 2007.
- [8] J. Hoja, G. Lentka: New measurement probe for impedance spectroscopy. *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Sorrento, Italy 2006*.
- [9] J. Hoja, G. Lentka: Ograniczenia wirtualnego miernika impedancji opartego na karcie akwizycji danych. *Pomiary Automatyka Kontrola* vol. 53, nr 9 bis, 2007.