

Koncepcja systemu zapewnienia spójności pomiarowej wzorców dużych rezystancji z komparacją w stosunku 1:10

Streszczenie. W artykule opisano koncepcję systemu zapewnienia spójności pomiarowej wzorców dużych rezystancji o najwyższej dokładności, w którym komparacje wykonuje się bezpośrednio w stosunku 1:10. W zakresie 10 kΩ - 1 GΩ używany jest mostek MIL6000B, a w zakresie 1 GΩ - 100 TΩ mostek aktywny. Przedstawiono analizę metrologiczną tego mostka aktywnego i metodologię pomiarową umożliwiającą uzyskanie najdokładniejszych pomiarów rezystancji wzorców wysokoomowych.

Abstract. The paper described the concept of traceability system of the most accurate high resistance standards with the highest accuracy, in which measurements are performed directly in a 1:10 ratio using a MIL 6000B bridge in the range of 10 kΩ - 1 GΩ, and in the range of 1 GΩ - 100 TΩ - an active bridge. The metrological analysis of this active bridge and the measurement methodology enabling obtaining the most accurate resistance measurements of high-ohm standards are presented. (The concept of a system ensuring measurement traceability of high resistance standards with a comparison ratio of 1:10)

Słowa kluczowe: Systemy pomiarowe, wzorce dużych rezystancji, spójność pomiarowa, mostek aktywny

Keywords: Measurement systems, high resistance standards, measurement traceability, active bridge

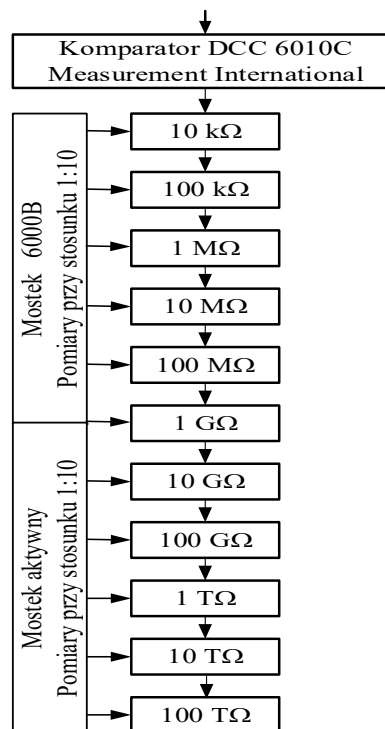
Wstęp

W latach 2008 - 2011 oraz 2015 - 2018 na Politechnice Wrocławskiej zrealizowano dwa projekty badawcze mające na celu opracowanie, dla Głównego Urzędu Miar (GUM), systemu zapewnienia spójności pomiarowej najdokładniejszych wzorców wtórnych rezystancji w zakresie od 10 kΩ do 100 TΩ [1, 2]. W tym systemie wartości poprawne wzorców wyznaczono w odniesieniu do wzorca pierwotnego QHR, który znajduje się na wyposażeniu GUM. Te wzorce wtórne, często określane są mianem wzorców świadków i pełnią funkcję wzorców odniesienia przy wzorcowaniu innych wzorców wtórnych o niższych dokładnościach. System ten wykorzystuje dwa niezależne tory pomiarowe, które składają się z 9 transferów rezystancji, mostka Measurement International 6000B oraz mostka aktywnego opracowanego przez autorów [3, 4]. W systemie wszystkie pomiary wykonywane są metodą transpozycji w stosunku 1:1. W ten sposób eliminuje się niepewności typu B mostków, a niepewność wyznaczenia wartości rezystancji wzorców zależy od niepewności typu A i niepewności typu B wzorców odniesienia. Zastosowane transfery rezystancji zapewnijają natomiast komparacje wartości rezystancji w stosunkach 1:10 i 1:100 z bardzo małą niepewnością, która w praktyce jest najczęściej pomijalnie mała w stosunku do innych czynników wpływających na końcową niepewność pomiaru. W tym systemie pomiary dużych rezystancji są bardzo pracochłonne i czasochłonne, gdyż wymagają dodatkowych komparacji transferów i wzorców z transferami. Ze względu na bardzo długie czasy ustalania się wskazań dla wzorców i transferów dużych rezystancji, wywzorcowanie całego zestawu wzorców dużych rezystancji może trwać wiele dni, a nawet kilka tygodni. Długotrwałe pomiary oznaczają, że dryfty czasowe mogą powodować dodatkowe błędy pomiarowe, które trudno jest wykryć. Ponadto użycie transferów i zastosowanie metody transpozycji dla poprawnego wyznaczenia jednej wartości rezystancji wzorca wymaga czterech pomiarów. To natomiast powoduje, że udział niepewności typu A w niepewności końcowej, wynikający z rozrzutu wyników pomiarów spowodowanych zakłóceniami i szumami jest znacznie większy od niepewności typu A w przypadku pomiarów bezpośrednich.

Niniejszy artykuł jest rozwinięciem referatu autorów przedstawionego na XV konferencji naukowej „Systemy Pomiarowe w badaniach naukowych i w przemyśle” opublikowanego w materiałach z tej konferencji [5].

Koncepcja systemu

Opisane niedogodności systemu opartego na transferach rezystancji spowodowały, że opracowano nową koncepcję systemu zapewnienia spójności pomiarowej wzorców dużych rezystancji w zakresie 10 kΩ - 100 TΩ (rys 1).



Rys. 1. Nowa koncepcja systemu zapewnienia spójności pomiarowej wzorców dużych rezystancji

W nowym systemie, przedstawionym na rysunku 1, zrezygnowano z transferów rezystancji oraz metody transpozycji, co znacznie ułatwia i skraca czas pomiarów. Tak jak w dotychczasowych systemach, jednostka rezystancji z wzorca pierwotnego QHR (Quantum Hall Resistance) jest transferowana do termostatyzowanego wzorca rezystancji o nominalnej wartości 100 Ω za pomocą kriogenicznego komparatora prądowego CCC (Cryogenic

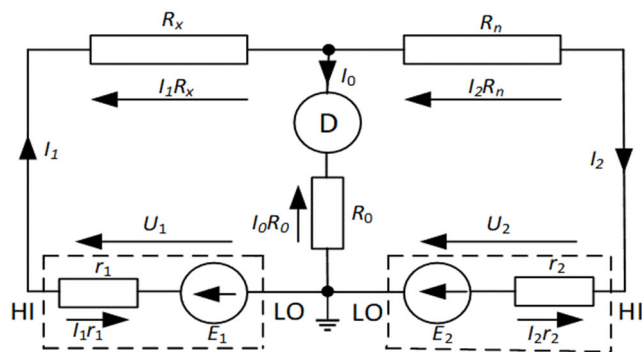
Current Comparator) z detektorem SQUID-owym z niepewnością rzędu 10^{-8} . Rezystor ten stanowi odniesienie dla wyznaczenia wartości rezystancji wzorca $10\text{ k}\Omega$ za pomocą komparatora DCC (Direct Current Comparator) 6010C. Natomiast w zakresie od $10\text{ k}\Omega$ - $1\text{ G}\Omega$ zastosowano mostek MIL 6000B, który umożliwia bezpośrednie komparacje rezystorów wzorcowych w stosunku 1:10 z niepewnością $(0,1 - 5) \times 10^{-6}$ [6]. Wartość wzorca $100\text{ k}\Omega$ jest odniesieniem dla wyznaczenia wartości następnego wzorca $1\text{ M}\Omega$ tym samym mostkiem MIL 6000B w stosunku 1:10. Następnie wartość rezystancji wzorca $1\text{ M}\Omega$ jest odniesieniem do wyznaczenia rezystancji wzorca $10\text{ M}\Omega$. Ta procedura wzorcowania wzorca o wartości nominalnej 10-krotnie większej od wartości nominalnej wzorca odniesienia jest powtarzana, aż do wzorca o wartości $1\text{ G}\Omega$.

W zakresie $1\text{ G}\Omega$ - $100\text{ T}\Omega$ zastosowano zmodernizowany mostek aktywny, wcześniej skonstruowany dla komparacji wzorców rezystancji w stosunku 1:1 [3, 4]. Możliwości pomiarowe tego mostka rozszerzono na bezpośrednie komparacje rezystorów wzorcowych w stosunku 1:10. Sposób wzorcowania rezystorów tym mostkiem jest analogiczny jak mostkiem MIL 6000B.

Mostek aktywny

Pierwszy automatyczny mostek aktywny z dwoma programowalnymi źródłami napięcia stałego do porównywania rezystancji w zakresie od $1\text{ G}\Omega$ do $100\text{ T}\Omega$ opracował Henderson w National Physical Laboratory (NPL) [7]. Mostki aktywne do porównań dużych rezystancji opracowali również, między innymi: Jarrett w National Institute of Standards and Technology (NIST) [8, 9], Schumacher i Melcher w Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB) [10].

Schemat zastępczy mostka aktywnego przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Schemat zastępczy mostka aktywnego

Rezystancje wewnętrzne r_1 i r_2 źródeł napięć U_1 i U_2 dodają się do rezystancji R_x i R_n , powodując błędy pomiarów. Jednak podczas pomiarów rezystancji w zakresie od $1\text{ G}\Omega$ wzwyż, błędy te mają pomijalnie małe wartości i dla dalszej analizy przyjęto, że $U_1 = E_1$ i $U_2 = E_2$. Dla mostka niezrównoważonego spełniony jest układ równań:

$$(1) \quad \begin{cases} U_1 - I_1 R_x - I_0 R_0 = 0 \\ U_2 - I_0 R_0 - I_2 R_n = 0 \\ I_0 = I_1 - I_2 \end{cases}$$

Stąd mierzona rezystancja niezrównoważonym mostkiem:

$$(2) \quad R_x = R_n \frac{U_1 - I_0 R_0}{U_2 + I_0 (R_n + R_0)}$$

Prąd płynący przez detektor I_0 mierzony jest elektrometrem, którego rezystancja wewnętrzna $R_0 \ll R_n$. Jeżeli mostek jest

blisko równowagi, to $I_0 R_0 \ll U_2$. Wówczas wyrażenie (2) można uprościć do postaci:

$$(3) \quad R_x = R_n \cdot \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{I_0 R_n}{U_2}}$$

Ponieważ dla mostka znajdującego się blisko równowagi $\frac{I_0 R_n}{U_2} = \frac{I_0}{I_2} \ll 1$, to wzór (3) można przekształcić do uproszczonej postaci:

$$(4) \quad R_x = R_n \frac{U_1}{U_2} \left(1 - \frac{I_0 R_n}{U_2}\right)$$

Jeżeli mostek znajduje się w równowadze, to prąd w gałęzi detektora $I_0 = 0$ i wzór (4) przyjmie postać:

$$(5) \quad R_x = R_n \frac{U_1}{U_2}$$

Błąd wyznaczenia rezystancji ze wzoru (4), spowodowany uproszczeniami we wzorach (3) i (4), można obliczyć z różnicy wyrażen (2) i (4) i ocenić czy jest on pomijalnie mały. Gdyby miał istotną wartość to wynik pomiaru należy obliczać ze wzoru (2).

Zgodnie z równaniem (4), niepewność standardowa pomiaru rezystancji:

$$(6) \quad u(R_x) = \frac{R_x}{\sqrt{c^2(R_n)u^2(R_n) + c^2(U_1)u^2(U_1) + c^2(U_2)u^2(U_2) + c^2\left(\frac{I_0 R_n}{U_2}\right)u^2\left(\frac{I_0 R_n}{U_2}\right)}}$$

w której współczynniki wrażliwości:

$$(7) \quad c(R_n) = \frac{U_1}{U_2} \left(1 - \frac{I_0 R_n}{U_2}\right)$$

$$(8) \quad c(U_1) = \frac{R_n}{U_2} \left(1 - \frac{I_0 R_n}{U_2}\right)$$

$$(9) \quad c(U_2) = R_n \frac{U_1}{U_2^2} \left(1 - \frac{I_0 R_n}{U_2}\right)$$

$$(10) \quad c\left(\frac{I_0 R_n}{U_2}\right) = R_n \frac{U_1}{U_2}$$

Niepewność związana z pomiarem prądu I_0 :

$$(11) \quad \left(\frac{I_0 R_n}{U_2}\right) = \frac{R_n}{\sqrt{\left(\frac{R_n}{U_2}\right)^2 u^2(I_0) + \left(\frac{I_0}{U_2}\right)^2 u^2(R_n) + \left(\frac{I_0 R_n}{U_2^2}\right)^2 u^2(U_2)}}$$

Dla mostka zrównoważonego $I_0 = 0$ i wówczas wyrażenie na niepewność standardową pomiarów rezystancji przyjmuje postać:

$$(12) \quad (R_x) = \frac{R_x}{\sqrt{c^2(R_n)u^2(R_n) + c^2(U_1)u^2(U_1) + c^2(U_2)u^2(U_2)}}$$

Należy zwrócić uwagę, że na niepewności cząstkowe w wyrażeniach (6), (11) i (12) składają się zarówno niepewności typu B jak i typu A wynikające z rozrzutów wyników. Zależność (6) w porównaniu z zależnością (12) zawiera dodatkowy składnik niepewności związany z pomiarem prądu niezrównoważenia I_0 .

Ze względu na bardzo długie czasy ustalania się wskazań detektora D, równoważenie mostka jest bardzo pracochłonne i trudne. Dlatego najczęściej mostek doprowadza się do stanu bliskiego równowagi i wynik pomiaru oblicza się ze wzoru (4), w którym uwzględnia się wartość prądu niezrównoważenia I_0 . Wówczas niepewność $u(R_x)$ obliczona ze wzoru (6) jest nieznacznie większa od niepewności $u(R_x)$ obliczonej z zależności (12).

Ażeby udział niepewności niezrównoważonego prądu I_0 zminimalizować, proces pomiaru przeprowadza się w dwóch lub więcej etapach. W pierwszym etapie nastawia się napięcia U_1 i U_2 źródła tak, aby odpowiadały zrównoważeniu mostka przy wartości nominalnej porównywanych rezystorów (wzór (5)) i odczytuje się wartość prądu I_0^* . Wartość początkową zmierzonej rezystancji R_x^* oblicza się z zależności (4), która przyjmuje postać:

$$(13) \quad R_x^* = R_n \frac{U_1 - I_0 \cdot R_0}{U_2 + I_0(R_n + R_0)}$$

Dla wartości R_x^* z zależności (4) oblicza się nową wartość napięcia U_1^* z wyrażenia:

$$(14) \quad U_1^* = U_2 \frac{R_x^*}{R_n} \left(1 + \frac{I_0 R_n}{U_2} \right)$$

Następnie nastawia się wartość napięcia źródła równą U_1^* i ponownie odczytuje wartość prądu niezrównoważenia I_0 , a wartość mierzonej rezystancji oblicza się z zależności:

$$(15) \quad R_x = R_n \frac{U_1^*}{U_2} \left(1 - \frac{I_0 R_n}{U_2} \right)$$

Wartość prądu niezrównoważenia I_0 powinna być już tak mała, że jej niepewność nie powinna mieć istotnego znaczenia dla niepewności wyniku pomiaru rezystancji R_x . Gdyby tak nie było, to powyższy proces pomiarowy należy powtórzyć, obliczając nową wartość napięcia źródła U_1 z zależności (15), i ponownie wykonać pomiar rezystancji przy nowej nastawie źródła U_1 .

Pomiary rezystancji powinny być wykonywane dla obu polaryzacji napięć U_1 i U_2 i jako wynik pomiarów należy przyjąć wartość średnią. W zaproponowanym systemie źródła napięcia są kalibrowane przy wykorzystaniu 8½ cyfrowego woltomierza Agilent 3458A.

Głównym źródłem niepewności pomiaru rezystancji, poza niepewnością pomiaru wartości prądu niezrównoważenia I_0 , są niepewności wartości napięć źródeł U_1 i U_2 . Dla źródeł kalibrowanych niepewności te są jednak małe, co zwykle zapewnia odpowiednio wysoką dokładność pomiarów wartości wzorców dużych rezystancji w stosunku 1:1, 1:10. Przy czym, ze względu na obniżanie się czułości mostka, dokładność ta maleje ze wzrostem stosunku rezystancji.

Jako miernik prądu niezrównoważenia I_d wykorzystywany jest elektrometr Keithley 6517b na najniższym zakresie pomiarowym. W razie potrzeby można zastosować czulszy elektrometr Keithley 6430. Zarówno wyżej wymienione elektrometry jak i dwukanałowe źródło napięcia i woltomierz Agilent posiadają interfejsy umożliwiające komunikację z komputerem. Umożliwia to pełną automatyzację procesu pomiarowego.

Problemy pomiarowe

Lenicek, Ilic i Ferkovic z Uniwersytetu w Zagrzebiu zauważyli, że w mostku aktywnym na wyniki pomiarów dużych rezystancji mogą istotnie wpływać pasożytnicze napięcia i prąd w obwodach wejściowych detektora zera [11]. Można to wytłumaczyć tak. Rezystory wysokoomowe można traktować jak kondensatory ze stratnym dielektrykiem, które mogą gromadzić ładunek elektryczny. Również pojemności łącz i łączących kabli koncentrycznych mogą gromadzić ładunek elektryczny. Ładunek ten jest źródłem dodatkowego prądu deelektryzacji I_d w obwodzie detektora, który powoduje błąd pomiaru.

Błąd ten można wyeliminować jeżeli przed pomiarem rezystancji zmierzy się prąd deelektryzacji I_d przy nastawach źródeł $U_1=0$ i $U_2=0$ i odejmie się go od prądu wskazywanego przez detektor I_D podczas pomiarów. Czyli prąd niezrównoważenia mostka

$$(16) \quad I_0 = I_D - I_d$$

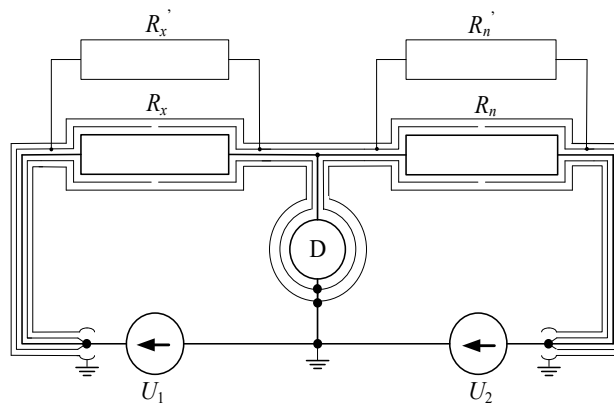
Z zależności (16) wynika, że na niepewność wartości prądu I_0 składają się niepewności pomiaru prądu I_D podczas pomiarów rezystancji i niepewność prądu deelektryzacji I_d zmierzonego przez detektor przy zerowych nastawach napięć na obu kanałach źródła, czyli

$$(17) \quad u(I_0) = \sqrt{u^2(I_D) + u^2(I_d)}$$

Zatem w obliczeniach niepewności pomiaru rezystancji ze wzorów (6) i (11) należy uwzględnić niepewność $u(I_0)$ obliczoną z zależności (17).

W przypadku mostka zrównoważonego równowaga określona jest dla $I_0=0$. Czyli mostek należy uznać za zrównoważony, jeżeli prąd detektora I_D będzie równy prądowi deelektryzacji I_d , wyznaczonemu przy nastawach źródeł napięć $U_1=0$ i $U_2=0$, czyli gdy $I_D = I_d$. Wartość prądu deelektryzacji I_d należy wyznaczać przed każdym pomiarem rezystancji dla obu polaryzacji napięć. Po wykonaniu pomiarów należy sprawdzić czy prąd deelektryzacji powrócił do wartości poprzedniej.

Porównywane wzorce bardzo dużych rezystancji w połączeniu z pasożytniczymi pojemnościami połączeń koncentrycznych (np. 10 TΩ i 30 pF) mają duże stałe czasowe, rzędu kilkudziesięciu sekund [6]. Aby uzyskać stabilną wartość prądu detektora, czas oczekiwania powinien wynosić co najmniej dziesięciokrotność stałej czasowej. Czas ustalania się wskazań t_u zależy od wartości porównywanych rezystancji i napięć, przy których są porównywane oraz rozproszonych pojemności układowych. Czas ten jest tym dłuższy im większa jest wartość mierzonej rezystancji. Wyznacza się go eksperymentalnie. Pomiary wymagają więc rejestracji wskazań detektora w pamięci komputera w funkcji czasu, aż do uzyskania stabilnych wskazań, charakteryzujących się jedynie naturalnymi rozrzutami wartości wokół wartości ustalonej. Jako wartość czasu ustalania się t_u przyjmuje się czas po którym wartość błędu, spowodowana nieustaleniem się wskazań, była pomijalnie mała. Ta wartość ustalona jest poprawną wartością prądu detektora. Podczas porównywania rezystorów 100 TΩ czas t_u może wynosić 0,5 – 1 h.



Rys. 3. Mostek aktywny z systemem podwójnego ekranowania

Zmniejszenie stałych czasowych, a zarazem skrócenie czasu t_u ustalania się wskazań detektora można uzyskać poprzez redukcję pojemności pasożytniczych. Można to osiągnąć poprzez zastosowanie w mostku systemu podwójnego ekranowania [10]. Stała czasowa takiego układu może być mniejsza o jeden rząd wielkości, a czas oczekiwania na ustalenie się wskazań może być nawet dziesięciokrotnie krótszy. Dla realizacji mostka z podwójnym

ekranowaniem wymagane jest zastosowanie przewodów koncentrycznych, które mają dwa ekrany: wewnętrzny i zewnętrzny. W przewodzie tym, przez środkową żyłę płynie mierzony przez detektor prąd porównywanych wzorców, zaś ekran wewnętrzny przenosi napięcie do ochronnej sieci rezystancyjnej, a ekran zewnętrzny się łączy z ziemią. Schemat takiego mostka aktywnego, z podnoszeniem potencjału ekranu, przedstawiono na rysunku 3.

W układzie przedstawionym na rysunku 3 w obwodzie z ekranem wewnętrznym włącza się dodatkowe rezystancje R_x' i R_n' tworzące sieć ochronną. Rezystancje tych dodatkowych rezystorów powinny być 100 krotnie mniejsze od R_x i R_n . Potencjał ekranu wewnętrznego przewodu z podwójnym ekranem łączącego rezystory R_x' i R_n' jest zbliżony do potencjału przewodu, który łączy rezystory R_x i R_n z detektorem D. W takim układzie w teorii możliwe jest wyeliminowanie prądu upływu przy idealnym doborze rezystorów w obwodzie ochronnym. W praktyce jednak idealne dobranie rezystorów w obwodzie ochronnym nie jest możliwe i uzyskuje się ok. 100 krotne zmniejszenie prądu upływu [12].

Wartość rezystancji wzorców (zwłaszcza dużych rezystancji) zależy od temperatury ich otoczenia. Mimo, że wzorce są wykorzystywane w klimatyzowanych laboratoriach w których temperatura wynosi $(23 \pm 1)^\circ\text{C}$, to dopuszczalna niestabilność temperatury w takich pomieszczeniach jest zbyt duża i ma istotny wpływ na uzyskiwane wyniki pomiarów. Dla zapewnienia odpowiedniej stabilizacji termicznej wzorców rezystancji, w trakcie pomiarów będą umieszczone w opracowanej przez autorów termostatyzowanej komorze [13]. Komora ta umożliwi długotrwałe utrzymanie w jej wnętrzu temperatury na poziomie $(23,00 \pm 0,01)^\circ\text{C}$. Dla wzorca rezystancji o temperaturowym współczynniku rezystancji $\text{TWR} = 25 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, przy tym poziomie stabilizacji temperatury błąd temperaturowy wynoszący nie więcej niż 0,5 ppm, co jest wartością akceptowalną.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono koncepcję systemu do przekazywania jednostki rezystancji w zakresie wartości od 10 k Ω do 100 T Ω . System składa się z programowalnego dwukanałowego źródła napięcia, detektora prądu w gałęzi zerowej mostka, precyzyjnego 8½ cyfrowego woltomierza napięcia stałego, komputera PC oraz komory termostatyzowanej do stabilizacji temperatury wzorców. Zaproponowany system umożliwia bezpośrednie komparacje wzorców rezystancji w stosunku 1:10. Pomiar wykonywane są automatycznie przy wykorzystaniu opracowanego przez autorów oprogramowania komputerowego.

Głównymi czynnikami wpływającymi na niepewność pomiarów są niepewności wartości wzorca odniesienia i napięć obu kanałów źródła oraz prądu niezrównoważenia. Celem minimalizacji wpływu 2 ostatnich czynników, źródła napięć są kalibrowane precyzyjnym woltomierzem, a pomiary prowadzone są przy możliwie małym prądzie niezrównoważenia. Na dokładność pomiarów wpływ może mieć prąd deelektryzacji spowodowany ładunkiem elektrycznym zgromadzonym w izolacji elementów mostka aktywnego. Można go jednak wyznaczyć przed właściwym pomiarem przy zerowych nastawach źródła i wyeliminować z pomiarów poprzez wyznaczenie poprawki.

Opisany system zapewnienia spójności pomiarowej wzorców dużych rezystancji aktualnie jest testowany, a wyniki jego badań eksperymentalnych będą publikowane. *Publikacja dofinansowana ze środków budżetu państwa w ramach programu Ministra Edukacji i Nauki pod nazwą Polska Metrologia, nr projektu PM/SP/0014/2021/1, kwota dofinansowania 854 100 zł, całkowita wartość projektu 854 100 zł.*

Autorzy: Krystian Krawczyk, Politechnika Wroclawska, wyb. Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: Krystian.krawczyk@pwr.edu.pl, Bartłomiej Kocjan, Politechnika Wroclawska, wyb. Stanisława Wyspiańskiego 27, 50-370 Wrocław, E-mail: Bartłomiej.kocjan@pwr.edu.pl, prof. dr hab. inż. Michał Lisowski, emerytowany pracownik Politechniki Wroclawskiej, E-mail: michal.lisowski@pwr.edu.pl

LITERATURA

- [1] Lisowski M., Krawczyk K., Resistance scaling from 10 k Ω up to 100 T Ω with new designs of Hamon transfer devices, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62 (2013), nr 6, s. 1749-1754.
- [2] Krawczyk K., Lisowski M., Kocjan B., Dwutorowy system transabilności rezystorów wzorcowych w zakresie 10 k Ω - 100 T Ω , rozdz. w Monografii „Metrologia: Badanie i zastosowania”, wyd. Politechniki Śląskiej, Gliwice 2022, s. 110-121.
- [3] Krawczyk K., Lisowski M., Kocjan B., Two-path system for ensuring measurement traceability of 100 k Ω - 10 T Ω resistance standards, Conference on Precision Electromagnetic Measurements, 12-16 DEC 2022, Wellington, New Zealand, IEEE, s. [1-2].
- [4] Krawczyk K., Lisowski M., Kampik M., Active-Arm Bridge with Two-Channel DC Voltage Source for Comparison of High Resistance Standards in 1:1 Ratio. *Energies*, vol. 16 (2023), nr 3, s. 1-11.
- [5] Lisowski M., Krawczyk K., Kocjan B., Nowa koncepcja systemu zapewnienia spójności pomiarowej najdokładniejszych wzorców dużych rezystancji, XV Konferencja Naukowa Systemy Pomiarowe w Badaniach Naukowych i w Przemysle, Łagów, 2024, s. 71-74.
- [6] Model 6000B Automated high resistance ratio bridge. *Measurements International*, <https://mintl.com>
- [7] Henderson L.C., A new technique for the automated measurement of high valued resistors, *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, vol. 20, s. 492-495, 1987.
- [8] Jarrett D. G., Automated guarded bridge for calibration of multimegohm standard resistors from 10 M Ω to 1 T Ω , *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, s. 325-328, 1997.
- [9] Jarrett D. G., Analysis of dual-balance high-resistance bridge at 10 T Ω , *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 46, s. 249-254, 1997.
- [10] Schumacher B., Melcher J., Automated high-value resistance calibration up to 1 P Ω , *Proc. CPEM Conf. Digest, 2010*, s. 635-636.
- [11] Lenicek I., Ilić D., Ferković L., High value resistance comparison using modified Wheatstone bridge based on current detection, *Measurement*, vol. 62, 2013, s. 4388-4393.
- [12] Kocjan B., Krawczyk K., Lisowski M., Simulation analysis of the influence of leakage resistance on 1–10–100 T Ω guarded resistance transfer devices accuracy, *Measurement*, 2016, vol. 93, s. 13-20.
- [13] Kocjan B., Krawczyk K., Lisowski M., Constant temperature chamber with high stability for resistance standards, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 98, 2022, nr 12, s. 44-47.