

Hybrydowa metoda pomiaru i jej zastosowanie w wysokoprecyzyjnym temperaturowym mostku AC

Aleksander A. Mikhal, Dmytro V. Meleshchuk

Instytut Electrodynamiki, Narodowej Akademii Nauk Ukrainy, Kiev, Ukraina

Zygmunt Lech Warsza

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP, Al. Jerozolimskie 202, 02-486 Warszawa

Streszczenie: W artykule opisano oryginalną zasadę budowy układu pomiarowego automatycznego mostka AC (prądu przemiennego) służącego do bardzo dokładnych pomiarów temperatury za pomocą wzorcowego platynowego czujnika SPRT. Wykorzystuje się oryginalną metodę pomiaru, którą nazwano tu hybrydową. Obejmuje ona połączenie metody kompensacyjnej do zgrubnego zrównoważenia układu i metody ilorazowej (ratiometric), którą wyznacza się stosunek dwu wartości sygnału nierównowagi, przed i po znanej jego zmianie. Dzięki tej metodzie układ pomiarowy nie wymaga stosowania obwodu do kompensacji wpływu reaktancji czujnika SPRT. Zmniejsza się też niezbędna liczba dekad dzielnika indukcyjnego kompensującego zgrubnie sygnał składowej rezystancyjnej czujnika. Układ taki pozwala w prostszy sposób i przy niższych kosztach wykonania uzyskać tę samą dokładność, co najbardziej precyzyjne termometryczne mostki AC o układach w pełni zrównoważonych.

Słowa kluczowe: dokładny pomiar temperatury, mostek AC, metoda hybrydowa, metoda kompensacyjno-ilorazowa

1. Wprowadzenie

Odtwarzanie temperatur wzorcowych międzynarodowej skali IST 90 [1] w zakresie od punktu potrójnego równowagi wodoru (13,8033 K) do punktu krzepnięcia srebra (961,78 °C) przeprowadza się przy użyciu wzorcowych platynowych rezystancyjnych czujników temperatury o angielskim akronimie SPRT. Skala ITS 90 dopuszcza błąd interpolacji 0,00013 K. Błąd termometrycznych układów pomiarowych, odniesiony do końca zakresu nie powinien wówczas przekroczyć $(1-3) \cdot 10^{-7}$. Ogromne trudności przy realizacji układów pomiarowych DC (prądu stałego) spowodowały rozwój specjalizowanych termometrycznych mostków AC z indukcyjnymi dzielnikami napięcia IVD (ang. *inductive voltage divider*) o silnym sprzężeniu indukcyjnym. Były to kolejno mostki transformatorowe Hilla, Gibbinga i Furda [2–4]. Zwykle czujnik SPRT jest w nich jednym z ramion mostka AC. Mostki te spełniały podstawowe wyma-

gania, takie jak duża dokładność stosunku rezystancji ramion i w pełni skuteczne cztero-zaciskowe dołączanie rezystancyjnego czujnika temperatury. Dalsze zwiększanie dokładności pomiarów uzyskano po zastosowaniu dwu- i wielostopniowych dzielników indukcyjnych [5, 6]. Takie układy stosuje się obecnie w najdokładniejszych automatycznych mostkach AC wytwarzanych przez firmy ASL (model F18, F900) i Tinsley (model 5840C) na potrzeby termometrii o najwyższej precyzji. Głównym ich podzespołem jest indukcyjny wielostopniowy dzielnik napięcia IVD (ang. *inductive voltage divider*). Decyduje on o złożoności i całkowitym koszcie budowy przyrządu.

Współczesne tendencje metrologicznego doskonalenia pomiarów temperatury wiążą się z opracowywaną obecnie nową definicją stopnia Kelvina jako jednostki miary. Pełne wdrożenie zmiany definiowania jednostki temperatury do praktyki metrologicznej wymaga udoskonalenia techniki pomiarów temperatury termodynamicznej. Będzie to realizowane równoległe do metod pomiaru stosowanych obecnie w odtwarzaniu międzynarodowej skali temperatury ITS 90. Ujmuje to szereg wniosków podanych w dokumencie „Sprawozdanie dla CIPM o konsekwencjach zmiany definicji Kelvina jako jednostki podstawowej” [7] (np. „W dającej się przewidzieć przyszłości nadal będzie stosowany ITS-90 jako najbardziej dokładne i niezawodne przybliżenie skali termodynamicznej Podstawowy zakres temperatur wzorcowych -200 °C do $+960$ °C nadal będzie realizowany za pomocą wzorcowych platynowych termometrów rezystancyjnych SPRT”).

Autor korespondujący:

Zygmunt L. Warsza, zlw@op.pl

Artykuł recenzowany

nadesłany 26.09.2017 r., przyjęty do druku 02.11.2017 r.



Zezwala się na korzystanie z artykułu na warunkach licencji Creative Commons Uznanie autorstwa 3.0

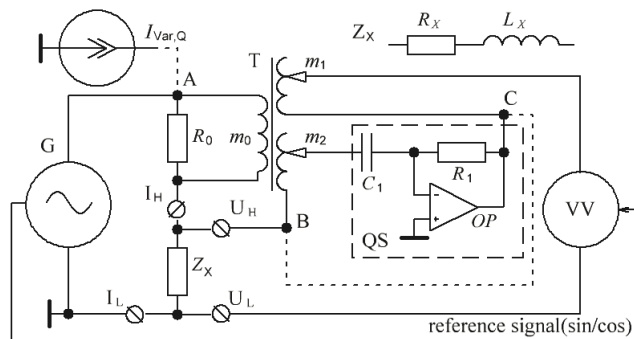
Poniżej zostanie opisany oryginalny układ mostka AC o łącznej kompensacyjno-ilorazowej metodzie pomiaru rezystancji czujnika SPRT, nazwanej tu hybrydową. Metoda ta umożliwia uproszczenie struktury układów z dzielnikami indukcyjnymi stosowanych w precyzyjnych termometrycznych mostkach AC. Może ona przyczynić się do takiego udoskonalenia pomiarów, że zmniejszy się konieczność użycia układów kriogenicznych.

2. Istota zagadnienia i schemat funkcjonalny termometrycznego mostka AC

Na rys. 1 przedstawiono schemat funkcjonalny układu stosowanego w mostkach termometrycznych o najwyższej dokładności. Jest to zrównoważony układ mostka AC z wielodekadowym dzielnikiem indukcyjnym i wzorcowym czujnikiem temperatury SPRT. Impedancję $Z_x \equiv Z_T$ tego czujnika przy prądzie przemiennym opisuje się kilkoma równoważnymi wyrażeniami

$$Z_T = \text{Re}(Z_T) + j\text{Im}(Z_T) = R_T + jX_T = R_T(1 + jtg\varphi_T) \quad (1)$$

gdzie: $Z_T \equiv Z_x$, $tg\varphi_T$ – stosunek biernej $\text{Im}(Z_T)$ i czynnej $\text{Re}(Z_T)$ składowych impedancji Z_T , φ_T – kąt fazowy.



Rys. 1. Schemat funkcjonalny obwodu pomiarowego
Fig. 1. Functional diagram of the measuring circuit

Schematem zastępczym czujnika SPRT dla małych częstotliwości jest dwójnik szeregowy R_T, X_T o charakterze indukcyjnościowym. W ogólnym przypadku obie składowe impedancje Z_T zależą od częstotliwości. Wraz ze wzrostem częstotliwości składowa bierna $\text{Im}(Z_T)$ może zmienić się z indukcyjnej na pojemnościową.

Pomiary temperatury czujnikiem SPRT w układach prądu przemiennego AC wymagają mierzenia wartości jego rezystancji R_T jako parametru informującego o temperaturze. Aby uzyskać wysoką czułość wymaganą w precyzyjnych pomiarach temperatury, uzwojenie m_1 dzielnika indukcyjnego powinno mieć 7–8 dekad. Ponadto do wyeliminowania wpływu składowej biernej $\text{Im}(Z_T)$ konieczny jest dodatkowy obwód kompensacyjny. W jednych z najdokładniejszych na rynku światowym mostkach AC o symbolach F18 i F900 rozwiązano to przez dołączenie do punktu A dodatkowego źródła prądu $I_{var,Q}$ o ang. nazwie *Quadrature Servo Range*. Jego faza i faza generatora G różnią się dokładnie o 90° , a błąd nie może przekroczyć jednostki najniższego rzędu (LSB) dzielnika IVD. Źródło $I_{var,Q}$ jest dość złożonym modułem.

Omawianie właściwości metody hybrydowej będzie łatwiejsze po przedstawieniu drugiego układu służącego do kompensacji składowej kwadraturowej impedancji czujnika SPRT. Układ ten stosuje się w uniwersalnych mostkach RLC. Zawiera on wielodekadowy dzielnik napięcia o regulowanej liczbie zwojów m_2 i przesuwnik QS fazy napięcia o kąt $\pi/2$ (współczynnik przetwarzania $-j$). Dołącza się go szeregowo w obwodzie porównania napięć między punktami B i C.

W termometrycznych mostkach AC detektorem równowagi jest zwykle woltomierz wektorowy VV. Zrównoważone układy pomiarowe tych mostków są dość złożone i ich wykonanie jest kosztowne. Głównie zależy to od złożoności podstawowego dzielnika indukcyjnego (uzwojenie m_1 ma zwykle 6–8 dekad) i od konieczności stosowania dzielnika dodatkowego (uzwojenie m_2) oraz precyzyjnego przesuwника kwadratury fazy QS.

3. Hybrydowa metoda pomiaru

Metoda hybrydowa jest połączeniem (kombinacją) dwu metod pomiarowych: kompensacyjnej i ilorazowej.

Pomiar realizuje się w dwu cyklach. W pierwszym z nich układ mostka równoważy się zgrubnie za pomocą dzielnika indukcyjnego m_1 o ograniczonej rozdzielczości. Ocena w tym cyklu sygnału nierównowagi zawiera tylko kody sterowania przetwornika i wartości wyższych cyfr wyniku pomiaru. W drugim cyklu, po zwiększeniu czułości układu, mierzy się sygnał nierównowagi i wyznacza się wartości niższych cyfr znaczących. W obu cyklach wartość tego sygnału wyznacza się za pomocą przetwornika ilorazu (ratiometrycznego). W tym celu za pomocą dzielnika IVD tworzy się określoną wzorcową zmianę (wariację) sygnału nierównowagi mostka w postaci zmiany pozycji dzielnika IVD. Wartość pozostałych cyfr parametru mierzonego wyznacza się ze stosunku wartości sygnału przed i po powstaniu tej zmiany. Wykorzystanie tej wielkości eliminuje wiele błędów wprowadzanych przez elementy układu. Taki sposób prowadzenia pomiarów w mostku, jego twórcy nazywali metodą wariacyjną (ang. *variational*) [8, 9], a następnie – ekstrapolacyjną metodą równoważenia mostków termometrycznych [10]. Po raz pierwszy zastosowano ją do korekcyj błędów mostków transformatorowych przy pomiarze obiektów o dużej rezystancji i równoległym pojemnościowym schemacie zastępczym [11].

W układzie o hybrydowej metodzie pomiaru można wyeliminować dzielnik dodatkowy (uzwojenie m_2). Znacznie upraszcza się też dzielnik główny (uzwojenie m_1). Istotnym warunkiem jest dostęp do informacji *a priori* o fazowej charakterystyce wybranego do stosowania typu czujnika SPRT, w szczególności o wartości $tg\varphi_T$ dla maksymalnej częstotliwości roboczej.

4. Metoda wariacyjna równoważenia układu

Do wykrywania i pomiaru sygnału nierównowagi układu mostka AC stosowany jest woltomierz fazoczuły VV (rys. 1), nazywany też wektorowym. Jego wskazanie zależy od prostopadłych składowych napięcia U_D . Jeśli fazy napięć generatora zasilającego i woltomierza VV są jednakowe, to składową U_s (sin) nazywa się współfazową, zaś U_q (cos) – kwadraturową.

$$U_D = U_s + jU_q = IR_s \left(p + jq - \frac{Z_T}{R_s} \right) \quad (2)$$

gdzie: $p = m_1/m_0$ – parametr początkowy regulowany wg składowej współfazowej sygnału, $q = m_2/m_0$ – parametr początkowy regulowany wg składowej kwadraturowej, I – prąd roboczy.

W stanie początkowym, tj. przy nierównoważeniu układu mostka, parametry regulowane mostka są sumą dwu składników, odpowiadających równowadze i odchyleniu od niej, tj.

$$p = p_B + p_H \quad q = q_B + q_H \quad (3)$$

Przy równowadze układu $U_D = 0$ i z (2) wynika

$$p_B + jq_B = R_T/R_s + jX_T/R_s \quad (4)$$

Przy nierównoważeniu na wyjściu układu występuje sygnał H , zwany też sygnałem nierównowagi. Jest on wielkością wektorową. Otrzymuje się

$$H = p_H - jq_H \quad (5a)$$

$$p_H = p - \frac{R_T}{R_S} \quad (5b)$$

$$q_H = q - \frac{X_T}{R_S} \quad (5c)$$

W stanie równowagi, składowe mierzonej impedancji Z_T określone są przez składowe parametrów regulowanych (p_B , q_B) i odpowiednio wynoszą

$$R_T = (p - p_H)R_S = p_B R_S \quad (6a)$$

$$X_T = (q - q_H)R_S = q_B R_S \quad (6b)$$

Równoważenie mostka przebiega metodą wariacyjną. W tym celu najpierw wyznacza się składowe sygnału H_1 . Obejmuje to następujące operacje

1. Mierzy się wypadkowy sygnał nierównowagi U_{D1} o składowej współfazowej U_{S1} i kwadraturowej U_{Q1}

$$U_{D1} = U_{S1} + jU_{Q1} = IR_S H_1 \quad (7)$$

2. Dokonuje się określonej zmiany (wariacji) parametru regulowanego p przez określoną zmianę liczby zwojów uzwojenia m_1 dzielnika IVD. Wartość tego odchylenia wynosi $p_{V1} = m_{MSB}/m_0$. Zwykle równa się ona jednostce dyskretności dekady.

3. Mierzy się składowe U_{S2} i U_{Q2} otrzymanego po tej zmianie sygnału nierównowagi U_{D2}

$$U_{D2} = U_{S2} + jU_{Q2} = IR_S(H_1 + p_{V1}) \quad (8)$$

Po uwzględnieniu zależności (7) i (8) uzyskuje się wyrażenie dla sygnału nierównowagi H_1

$$H_1 = p_{V1} \frac{U_{D1}}{U_{D2} - U_{D1}} \equiv p_{V1} (A_1 + jB_1) \quad (9)$$

H_1 jest wielkością wektorową o składowej rzeczywistej A_1 i urojonej jB_1 . Na podstawie (2) i po odpowiednim zastąpieniu indeksów w (9) otrzymuje się następujące postacie współczynników A_1 i B_1

$$A_1 = \frac{U_{S1}(U_{S1} - U_{S2}) + U_{Q1}(U_{Q1} - U_{Q2})}{(U_{S1} - U_{S2})^2 + (U_{Q1} - U_{Q2})^2} \quad (10a)$$

$$B_1 = \frac{U_{S1}U_{Q2} - U_{Q1}U_{S2}}{(U_{S1} - U_{S2})^2 + (U_{Q1} - U_{Q2})^2} \quad (10b)$$

4. Na podstawie (5) i (9) wyznacza się składowe dla odchyleń regulowanych parametrów

$$p_{H1} = A_1 p_{V1} \quad (11a)$$

$$q_{H1} = B_1 p_{V1} \quad (11b)$$

Równania (11a, b) umożliwiają wyrażenie współczynnika stopnia nierównowagi mostka odniesionej do dokonanej znanej zmiany sygnału (czyli jego wariacji). Odchylenie w postaci zmiany liczby zwojów dzielnika indukcyjnego ma bardzo dużą dokładność, tj. błąd poniżej 0,1 ppm. Dokładność obliczeń wg (11a, b) zależy też od LSB woltomierza wektorowego. Rozdzielczość, czyli LSB tego woltomierza może być mniejsza niż LSB dzielnika indukcyjnego. Wówczas proces określania parametrów sygnału nierównowagi będzie iteracyjny.

5. Wartości regulowanych parametrów układu wyznacza się dla równowagi w pierwszym cyklu, tj.

$$p_B = p - p_{H1}, \quad (12a)$$

$$q_B = q - q_{H1} \quad (12b)$$

Zaleta metody (równania 12a, b) pojawia się, gdy znamy *a priori* informację o charakterze impedancji SPRT. Jej składowa reaktywna X_T (1) jest zwykle o kilka rzędów wielkości mniejsza od składowej czynnej R_T . Wówczas postać cyfrowa q_B będzie zawierała zera na wyższych miejscach cyfrowych, np. $q_B = 0,000358$. Tych zer można nie zapisywać w rejestrach dla dzielnika m_2 . Minimalną liczbę stopni dyskretyzacji dzielnika ogranicza się więc liczbą naturalną N_{IVD} jako następujące warunki

$$10^{-N_{IVD}} < \text{tg} \varphi \quad \text{– dla struktury dekadowej dzielnika} \quad (13a)$$

$$2^{-N_{IVD}} < \text{tg} \varphi \quad \text{– dla binarnej struktury dzielnika} \quad (13b)$$

Z błędem poniżej LSB dzielnika indukcyjnego otrzymuje się $B_1 \approx 0$ i $q_{B1} \approx 0$. Przy spełnionych warunkach (13a, b) w układzie z rys. 1 można wyeliminować dzielnik sygnału kwadraturowego m_2 oraz przesuwnik fazowy QS. Wartości podstawowego parametru p_{B1} są zapisywane w rejestrach dzielnika indukcyjnego i wyższych rejestrach przyrządu.

W omówionym powyżej pierwszym cyklu pomiaru mostek został zrównoważony do poziomu 0,5 LSB dzielnika indukcyjnego. Drugi cyklu pomiaru obejmuje:

6. Wzmocnienie sygnału $0,5 \cdot 10^{-N_{IVD}}$ nierównowagi mostka i dokonanie wariacji sygnału, czyli znanej kontrolnej zmiany jego wartości za pomocą liczby zwojów młodszej dekady $p_{V2} = m_{LSB}/m_0$ oraz powtórzenie operacji 1–5.

7. Podobnie jak poprzednio, z równań (8–12) wyznacza się wartość sygnału nierównowagi H_2 i jego parametrów p_{B2} i q_{B2} dla równowagi, tj.

$$H_2 = p_B - \frac{R_T}{R_S} - j \frac{X_T}{R_S} = p_{V2} (A_2 + jB_2) \quad (14a)$$

$$p_{E2} = A_2 p_{V2} \quad (14b)$$

$$q_{E2} = B_2 p_{V2} \quad (14c)$$

Dokładność składowych sygnału nierównowagi H i składowych dla równowagi w drugim cyklu zależy od wielkości jego wariacji i od rozdzielczości woltomierza wektorowego. Podobnie jak w pierwszym cyklu, jest ona również duża. Dlatego nie trzeba równoważyć układu pomiarowego z dokładnością do najmłodszego stopnia dzielnika m_1 . Upraszcza to jego konstrukcję. Obliczone,

odpowiadające równowadze wartości parametrów p_{B2} i q_{B2} , rejestruje się tylko w młodszych rejestrach przyrządu. Wynik pomiaru zawiera cyfry wynikające z zsumowania wskazań rejestrów dla obu cykli.

8. Ostatecznie wynik pomiaru rezystancji R_T można przedstawić w postaci:

$$R_T = R_S \cdot (p - p_{H1} - p_{H2}) = R_S \cdot (p - A_1 p_{V1} - A_2 p_{V2}) \quad (15a)$$

$$X_T = R_S \cdot (q - q_{H2}) = R_S \cdot (q - B_2 p_{V2}) \quad (15b)$$

Składowa bierna X_T impedancji czujnika SPRT nie zawiera informacji o mierzonej temperaturze. Iloraz X_T/R_T można natomiast wykorzystać do kontroli, czy kwadraturowa składowa impedancji Z_T nie przekracza poziomu dopuszczalnego.

Przy stosowaniu hybrydowej metody pomiaru rozdzielczość dzielnika napięcia mostka może być mniejsza od wymaganej rozdzielczości wyniku pomiaru. Określa ją tylko liczba najwyższych cyfr tego wyniku. Uzupełniają ją wartości młodszych cyfr wyznaczanych w drugim cyklu procesu pomiarowego. Dzięki temu upraszcza się konstrukcja mostka. Zmniejszają się jego wymiary i masa, a więc i koszty wykonania przyrządu.

Duża dokładność i liniowość przetwarzania sygnału metodą hybrydową wynika z kilku czynników.

- a) Stosowania w układzie wielkości opisanych wektorami ortonormalnymi i przetwarzania ilorazu sygnału nierównowagi, przed i po jego znanej zmianie, czyli metody wariacyjnej. Uniezależnia to wynik pomiaru (staje się inwariantny) od zmian prądu roboczego i zmian fazy w filtrach generatora, wzmacniacza i innych modułów.
- b) Tworzenie skoku sygnału wyjściowego (jego wariacji) poprzez zmianę liczby zwojów określonej dekadki dzielnika indukcyjnego, a więc w nawiązaniu do LSB tego dzielnika. Niepewność stosunku sygnału nierównowagi układu i tej jego wariacji zależy od dokładności stosunku zwojów (przekładni dzielnika) i może być niższa od 0,1 ppm.
- c) Transformatorowy dzielnik napięcia o ścisłym sprzężeniu indukcyjnym ma potencjalnie wysoką liniowość. Na przykład dla rozdzielczości dzielnika o 4 dekadach, liniowość bywa lepsza niż 0,1 ppm (7 dekad).
Należy też podać dwie wady metody hybrydowej:
 - Po pierwsze, wariacyjny sposób równoważenia układu wymaga dwóch pomiarów: przed i po określonej zmianie sygnału nierównowagi. Wskutek tego RMS szumu o rozkładzie Gaussa, wzrośnie $\sqrt{2}$ razy. Przeciwdziała się temu zwiększając próbkę pobieraną do uśrednienia.
 - Po drugie, przy niepełnym zrównoważeniu układu, wpływy rezystancji przewodów doprowadzających nie ulegają całkowitej eliminacji.

5. Wyniki wdrożenia metody

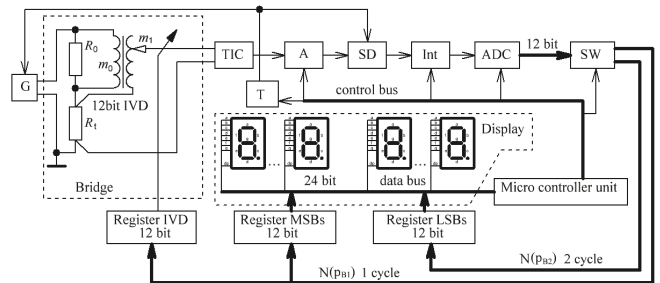
Możliwość osiągnięcia przewidywanych właściwości metrologicznych układu o hybrydowej metodzie pomiaru, zweryfikowano pozytywnie przez badania kilku wariantów precyzyjnych termometrycznych mostków AC. Opracowano też niektóre specyficzne zagadnienia ich konstrukcji i kontroli, w tym ochronę ekwipotencjalną układu [12, 13], sprawdzanie zera [14, 16] i pomiar liniowości [15].

Z badań doświadczalnych wynikało, że czujniki SPRT o nominalnej impedancji 0,6 Ω do 25 Ω , przy częstotliwości 100 Hz, mają tangens kąta fazowego nie większy niż 0,0003.

Najkorzystniejsze właściwości mostka o hybrydowej metodzie działania uzyskano stosując indukcyjny dzielnik binarny. Z nie-

równości (13b) wynika, że minimalna liczba bitów (dla zadanej wartości maksymalnej t_{gp}) powinna wynosić $N = 12$. Potwierdzono to doświadczalnie dla układu mostka z 12-bitowym dzielnikiem napięcia i z woltomierzem wektorowym o 12-bitowym przetworniku ADC. Schemat blokowy tego układu o hybrydowej metodzie pomiaru przedstawiono na rys. 2.

W pierwszym cyklu sygnał nierównowagi (jako kod 12-bitowy) jest zapisywany w rejestrach dzielnika indukcyjnego i jako wyższe cyfry w rejestrach układu obliczeniowego.

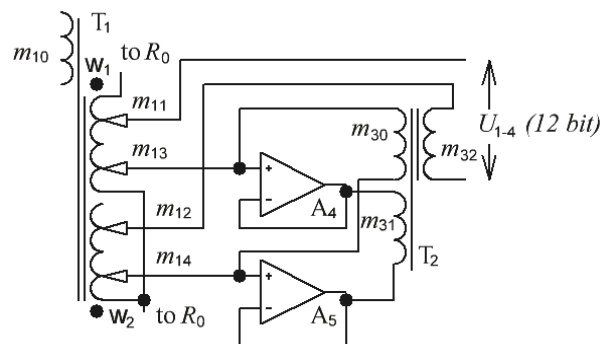


Rys. 2. Układ mostka AC o hybrydowej, tj. połączonej kompensacyjno-ilorazowej metodzie pomiaru i wyniku o 24-bitowej liczbie cyfr binarnych: G – generator sinusoidalny AC, TIC – transformator dopasowujący, A – wzmacniacz, SD – podwójny (Re/Im) detektor synchroniczny, Int – podwójny (Re/Im) integrator, ADC – przetwornik analogowo-cyfrowy, SW – przełącznik, T – generator impulsów czasu
Fig. 2. Circuit of AC bridge with combined balanced-rational method of measurement that provides a 24-bit effective number of binary digits: G – AC sinusoidal generator, TIC – matching transformer, A – amplifier, SD – two-channel (Re/Im) synchronous detector, Int – two-channel (Re/Im) integrator, ADC – analogue-digital converter, SW – switch, T – timing unit

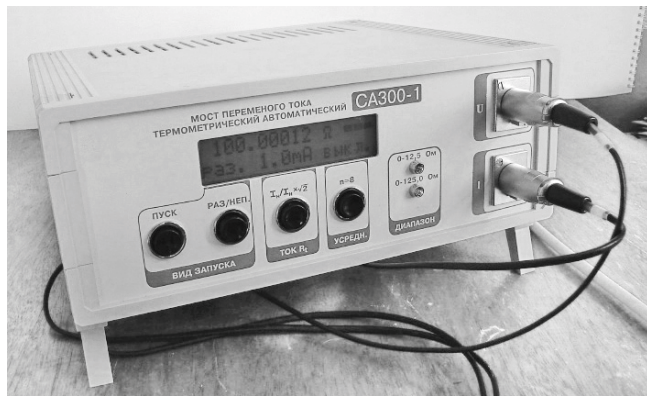
gim cyklu sygnał nierównowagi zapisuje się tylko w rejestrach tego układu jako bity niższych rzędów. Obliczenia niezbędne dla układu pomiarowego mostka wykonuje mikroprocesor ze wspólnym rejestrem danych o 24-bitowym formacie numerycznym i wynik pomiaru prezentuje na wyświetlaczu. Omawiany przyrząd odpowiada mostkowi zrównoważonemu AC z dzielnikiem indukcyjnym o siedmiu dekadach.

Podzespół z indukcyjnym dzielnikiem napięcia o rozdzielczości 12 bitów (transformator m_1) do zgrubnego równoważenia mostka pokazano na rys. 3. Układ ten zawiera dwa dwustopniowe transformatory T_1 i T_2 . Wagowe współczynniki przetwarzania uzwojeń w_1 i w_2 mają stosunek 1/8. Każde z uzwojeń $m_{11} - m_{14}$ przełączane jest przez system elektronicznych kluczy i realizuje dzielnik napięcia o 3-bitowej rozdzielczości.

Transformator T_2 ma współczynnik transformacji 1/64. Dlatego na wyjściu uzwojenia m_{14} generuje się 12-bitowe napięcie całkowite. Transformatory T_1 i T_2 są wykonane na rdzeniach toroidalnych w wymiarze 40 mm \times 25 mm \times 11 mm. Materiałem rdzeni jest amorficzny stop żelazo-kobalt o przenikalności magnetycznej $\mu = (1-2) \cdot 10^5$. Dla częstotliwości roboczej 125 Hz nieliniowość tego dzielnika jest poniżej 0,2 ppm.



Rys. 3. Binarny 12-bitowy dzielnik napięcia indukcyjnego
Fig. 3. Binary 12-bit inductive voltage divider IVD



Rys. 4. Automatyczny mostek AC typu CA 300 [12]
Fig. 4. Automatic bridge AC type CA 300 [12]

Metodę hybrydową zastosowano w zbudowanym w Instytucie Elektrodynamiki Ukraińskiej Akademii Nauk w Kijowie automatycznym mostku CA300 (rys. 4) z 12-bitowym przetwornikiem ADC.

W mostku tym uzyskano następujące podstawowe parametry techniczne; najmłodsza jednostka LSD odniesiona do pełnego zakresu – 0,06 ppm, liniowość – 0,2 ppm, RMS szumu w paśmie 0,05 Hz – 0,08 ppm. Są to takie same parametry jak dla modelu F18 firmy ASL. Wymiary mostka nie przekraczają 290 mm × 120 mm × 320 mm, a masa jest poniżej 6 kg. Poziom RMS wykazuje rezerwę dla dopuszczalnej wartości stosunku sygnał/zakłócenie i istnieje możliwość zwiększenia rozdzielczości o kolejną dekadę. Przy użyciu 16-bitowego przetwornika ADC oraz podobnej masie i tych samych wymiarach przyrządu, można otrzymać 8-dekadowy mostek AC.

6. Wnioski

Omówiona hybrydowa metoda pomiaru składowej rezystancyjnej impedancji wykorzystuje łącznie dzielnik indukcyjny IVD do zgrubnego zrównoważenia układu mostka AC oraz pomiar ilorazu sygnału nierównowagi i określonej jego wariacji. Jest to procedura znacznie prostsza niż pełne równoważenie układu za pomocą wielodekadowego dzielnika indukcyjnego. Metoda ta jest rozwinięciem przy prądzie AC idei układu kompensacyjno-odchylowego DC stosowanego przez Z. Warszę w teslomierzach hallotronowych i mostkach temperaturowych w latach 1960-70.

Dostępna *a priori* informacja o bardzo małej wartości tangensa kąta fazowego impedancji wzorcowego platynowego czujnika temperatury SPRT pozwala uprościć układ pomiarowy termometrycznego mostka AC. Mostek ten przekształca się z przetwornika wektorowego na skalarny i jego równoważenie ogranicza się jedynie do regulacji dla pomiaru rezystancyjnej składowej impedancji czujnika SPRT jako parametru informacyjnego.

Metoda hybrydowa umożliwia też zastosowanie w pomiarowych transformatorowych mostkach AC dzielnika indukcyjnego o mniejszej rozdzielczości niż jest wymagana dla wyniku pomiaru. Tę wysoką rozdzielczość i dokładność uzyskuje się przez dokładny pomiar ilorazu sygnału nierównowagi mostka i określonej jego zmiany. Sposób ten został przez jej twórców nazwany metodą wariometryczną równoważenia mostka [8, 9]. Zapewnia ona inwariantność wyniku na zmiany fazy w generatorze, wzmacniaczu i innych modułach mostka.

Zastosowanie metody hybrydowej do pomiaru impedancji w precyzyjnych mostkach termometrycznych znacząco zmniejsza koszty ich wykonania. Uzyskano taką samą liniowość i czułość jak zrównoważonych mostków AC o 7-8 dekadowych dzielnikach indukcyjnych.

Metodę hybrydową można też będzie wykorzystać w mostkach kriogenicznych, ale trzeba eksperymentalnie zbadać jej możliwości i ograniczenia oraz dokonać niezbędnych udoskonaleń.

Bibliografia

1. Preston-Thomas H., *The International Temperature Scale of 1990 (ITS-90)*, "Metrologia", Vol. 27, No. 107, 1990, 3–10.
2. Hill J.J., Miller A.P., *An a.c. double bridge with inductively coupled ratio arms for precision platinum-resistance thermometry*. Proceedings of the IEE, Vol. 110, No. 2, 1963, 453–458, DOI: 10.1049/piee.1963.0068.
3. Gibbings D.L., *An alternating current analogue of the Kelvin double bridge*, Proceedings of the IEE – Part C: Monographs, Vol. 109, No. 16, 1962, 307–316, DOI: 10.1049/pi-c.1962.0045.
4. Foord T.R., Langlands R.C., Binnie A.J., *Transformer-ratio bridge network with precise lead compensation*, Proceedings of the IEE, Vol. 110, No. 9, 1963, 1693–1700, DOI: 10.1049/piee.1963.0240.
5. Cutkosky R., *An automatic resistance thermometer bridge*. "IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement", Vol. 29, No. 4, 1980, 330–333, DOI: 10.1109/TIM.1980.4314946.
6. Knight R.B., *Precision bridge for resistance thermometry using a single inductive current divider*. Euromeas-77; Europe conference on precise electrical measurement, London, 1977, 132–134.
7. *Report to the CIPM on the implications of changing the definition of the base unit kelvin*. Prepared by the task group TG-SI of the CCT. J. Fisher (chair), S. Gerasimov, K.D. Hill, at al. 02 May 2007, [www.temperatures.ru/pdf/Kelvin_CIPM.pdf].
8. Grinevich F.B., Surdu M.N., *High-precision variational measuring systems of alternating current*, Kiev: Nauk. Dumka, 192 p. (1989), (Rus.)
9. Grinevich F.B., Surdu M.N., Mikhal A.A. et al., *Precision bridge of alternating current for operation in 125–925 Hz frequency range*. Tekhnichna Elektrodynamika. Thematic issue "Problems of modern electrotechnics", 3, 76–78 (2000) (Rus.)
10. Surdu M., Lameko A., Surdu D., Kursin S., *An automatic bridge for the comparison of the impedance standards*, "Measurement", Vol. 46, No. 9, 2013, 3701–3707, DOI: 10.1016/j.measurement.2013.05.029.
11. Surdu M., Lameko A., Semenycheva L.N., Abrosimov E.A., Mamonov A.A., *Automatic Wide-Range Transformer Bridge for Measurement of Capacitance and Loss-Angle Tangent*, "Measurement Techniques", Vol. 56, No. 9, 2013, 1054–1060, DOI: 10.1007/s11018-013-0329-4.
12. Mikhal A.A., Meleshchuk D.V., Warsza Z.L., *Zastosowanie podwójnego ekranowania w termometrycznych mostkach AC*. „Pomiary Automatyka Kontrola”, Nr 11, 2014, 938–941.
13. Mikhal A.A., Warsza Z.L. *Electromagnetic Protection in High Precision Tri-axial Thermometric AC Bridge*, R. Szweczyk et al. (eds.), Progress in Automation, Robotics and Measuring Techniques, Vol. 3, Measuring Techniques and Systems, Advances in Intelligent Systems and Computing 352, 2015, 147–156, DOI:10.1007/978-3-319-15835-8_17.
14. Mikhal A.A., Warsza Z.L., *Proste metody sprawdzania dokładności precyzyjnych mostków termometrycznych (1) Rys historyczny, zasada działania i parametry mostków, niekonwencjonalna metoda kontroli zera*. „Pomiary Automatyka Robotyka”, Nr 9, 2013, 92–96.
15. Mikhal A.A., Warsza Z.L., *Proste metody sprawdzania dokładności precyzyjnych mostków termometrycznych (2) Pomiary nieliniowości całkowitej metodą dychotomii*. „Pomiary Automatyka Robotyka”, Nr 10, 2013, 130–137.
16. Mikhal A.A., Warsza Z.L., *Simple Methods to Measure the Additive Error and Integral Nonlinearity of Precision Thermometric Bridges*, R. Szweczyk et al. (eds.), Progress in Automation, Robotics and Measuring Techniques, vol. 3, Measuring Techniques and Systems, Advances in Intelligent Systems and Computing 352, 2015, 157–170. DOI: 10.1007/978-3-319-15835-8_18.

Hybrid Method of Measurement and its Use in High-Precision Thermometric AC Bridge

Abstract: This article describes the principle of the circuit of an automatic AC bridge for high precision temperature measurements using a standard platinum SPRT sensor. The system uses an original measurement method, proposed was to call a hybrid method. It is a combination of a balanced method for rough compensation of the circuit and a ratiometric method which accurately measures the ratio of two values of the imbalance signal, before and after its known change. With this method, the measuring circuit does not require a part to compensate for the reactive component of the SPRT sensor impedance. The inductive voltage divider with lower number of digits is needed only for coarse compensation. This hybrid system is simpler and at lower cost allows to achieve the same accuracy as the most accurate thermometric bridges with fully balanced circuits.

Keywords: high accuracy temperature measurement, AC bridge, balanced-ratiometric method, hybrid method

doc. dr inż. Aleksander A. Mikhal

a_mikhal@ukr.net

W 1981 r. ukończył Politechnikę Kijowską w dziedzinie radiotechniki. Stopień kandydata nauki uzyskał w 1991 r. W 2000 r. został powołany na stanowisko docenta. Obecnie kieruje Zakładem Pomiarów Elektrycznych i Magnetycznych w Instytucie Elektrodynamiki Ukraińskiej Akademii Nauk w Kijowie. Główne osiągnięcia: opracował i wdrożył wysoko precyzyjny mostek AC do pomiarów temperatury z niepewnością 0,00001 °C i stanowisko wzorca Ukrainy dla elektrolitycznej przewodności cieczy. Autor ponad 120 publikacji oraz 22 patentów.



dr inż. Dymitrij V. Meleshchuk

mdim@meta.ua

Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Kijowskiej w 1998 r. i podjął pracę w Instytucie Elektrodynamiki Akademii Nauk Ukrainy. W 2005 r. uzyskał stopień kandydata nauk technicznych. Pracuje w dziedzinie rozwoju pomiaru wielkości elektrycznych i termometrii o dużej dokładności. Uczestniczył też w opracowaniu wtórnego wzorca – transferu przetwarzania wartości wzorcowej prądu zmiennego w zakresie 1–10 000 A.



doc. dr inż. Zygmunt Lech Warsza

zlw1936@gmail.com

Absolwent Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej 1959, doktorat 1967, docent od 1970. Praca: Instytut Elektrotechniki 1958–1963 i 1994–1995, Politechnika Warszawska 1960–70, Politechnika Świętokrzyska 1970–1978 (organizator i dziekan Wydziału Transportu w Radomiu), Organizator i kierownik: Ośrodka Aparatury Pomiarowej w Instytucie Metrologii i Gospodarki Wodnej 1978–1982 oraz Zakładu Automatykacji i Pomiarów w Instytucie Chemii Przemysłowej 1983–1992. Doradca Ministra Edukacji Narodowej 1992–1995, Politechnika Radomska 1983–2002. Obecnie główny specjalista w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów PIAP. Autor ponad 250 publikacji, 6 monografii, kilkudziesięciu prac badawczych i konstrukcyjnych, 11 patentów oraz promotor 2 doktorów. Prezes Polskiego Towarzystwa Metrologicznego. Członek stowarzyszenia PolSPAR oraz Akademii Metrologii Ukrainy.

