

Andrzej RYLSKI

POLITECHNIKA RZESZOWSKA, ZAKŁAD METROLOGII I SYSTEMÓW POMIAROWYCH

Kompensacja wpływu zmiany temperatury na pracę sensorów w mostkowym modulatorze kwadraturowym

Dr inż. Andrzej RYLSKI

Ukończył studia w 1974 r. na wydziale Elektroniki Politechniki Wrocławskiej. W 1986r. uzyskał stopień doktora w Instytucie Metrologii Politechniki Wrocławskiej. Od roku 1989 jest adiunktem w Zakładzie Metrologii i Systemów Pomiarowych Politechniki Rzeszowskiej. Praca naukowa dotyczy wyodrębnienia informacji o właściwościach obiektów technicznych i biologicznych zawartej w ich polach temperatur oraz analizy metrologicznej wybranych zagadnień technicznych i dydaktycznych.

e-mail: rylski@prz.edu.pl



Streszczenie

W artykule opisano kompensację wpływu zmiany temperatury sensorów na ich sygnał w układach modulacji kwadraturowej z mostkiem Wienera do jednoczesnego pomiaru sygnałów z dwóch czujników rezystancyjnych.

Słowa kluczowe: mostek niezrównoważony, kompensacja temperaturowa, modulacja kwadraturowa.

Compensation of temperature effect on sensor operation used in bridge Quadrature Modulator

Abstract

The possibility compensation of temperature effect on sensor signals in Wiener bridge Quadrature Modulator used for simultaneous measurement of signal from two resistance sensors is presented.

Keywords: unbalanced bridge, compensation of temperature effect, Quadrature Modulator.

1. Wprowadzenie

W praktyce inżynierskiej bardzo często występują pomiary w kilku lub kilkadziesiąt punktach, w których są zainstalowane takie same sensory. Przykładem mogą być stanowiska diagnostyczne do badań: wytrzymałościowych, kontrolnych, regulacyjnych. W wyspecjalizowanych przyrządach pomiarowych również wykorzystuje się kilka takich samych sensorów np. do pomiaru sygnałów wektorowych przy pomiarze kierunku i siły wiatru w wiatromierzu mogą być wykorzystywane dwa identyczne sensory mierzące siłę wiatru z dwóch kierunków i po przeliczeniu wartości odpowiednich sygnałów podawany jest wynik końcowy. Występowanie wielu sensorów pomiarowych wymaga zastosowania takiej samej liczby układów pomiarowych, co podnosi koszty systemu pomiarowego, a w przypadku, zastosowania skanera, przyłączającego je odpowiednio do jednego układu pomiarowego, ogranicza górną częstotliwość mierzonego sygnału.

Coraz częściej realizowane są sensory dwuparametrowe i jednym ze sposobów jednoczesnego pomiaru obu wielkości jest wykorzystanie układów mostkowych równoważonych częstotliwościowo [1]. Wspólnym problemem w konstrukcji przyrządów z sensorami dwuparametrowymi czy wieloparametrowymi lub z kilkoma takimi samymi sensorami jest przesyłanie większej ilości informacji. W rozwiązaniu tego problemu wykorzystano modulację kwadraturową [2] w układzie mostka RC.

Pojęcie modulacji kwadraturowej jest zdefiniowane [2, 3] jako: „hybrydowy sposób modulacji sygnałów cyfrowych, łączący modulację fazy ze zmianą amplitudy harmonicznego sygnału zmodulowanego”. Ten sposób przesłania dwóch informacji w jednym sygnale można wykorzystać w przyrządach pomiarowych, w których układem pomiarowym sygnału z czujnika jest

np. mostek prądu przemiennego z włączonymi dwoma sensorami. Istotą tej metody jest zawarcie informacji z każdego z sensorów, odpowiednio w składowych wektora sygnału nierównowagi mostka. To zadanie wymaga doboru elementów R, L, C do właściwości czujników włączonych do mostka i odpowiedniego dostosowania ich wartości.

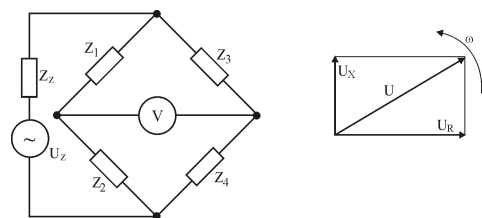
Wybór rodzaju elementów i ich wartość jest uwarunkowana następująco:

1. mostek musi osiągać równowagę,
2. w momencie zmiany wartości jednego z sensorów następuje rozrównoważenie się mostka i w sygnale nierównowagi mostka ulega zmianie odpowiednio składowa, czynna i bierna lub moduł sygnału i jego faza.

2. Niezrównoważony mostek prądu przemiennego

Ogólny schemat mostka niezrównoważonego prądu przemiennego [4, 5] przedstawiono na rys. 1. Wybór przekątnych do włączenia generatora i woltomierza nie ma wpływu na samą równowagę mostka (1), natomiast ma wpływ na właściwości funkcji przetwarzania z punktu widzenia zmiany parametrów włączonego tam sensora, jeżeli właściwości ramion mostka są różne [6].

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4}, \quad (1)$$



Rys. 1. Schemat mostka prądu przemiennego z obrazem wektorowym napięcia U nierównowagi mostka

Fig. 1. Alternate current bridge schematic diagram and vector image of unbalance voltage U

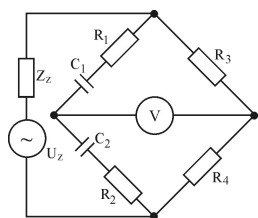
Impedancja źródła zasilającego Z_z jest najczęściej do pominięcia, a rezystancja woltomierza nieskończenie duża, wówczas U napięcie nierównowagi mostka, można zapisać wzorem (2).

$$U = U_R + j \cdot U_X = U_z \cdot \frac{Z_1 \cdot Z_4 - Z_2 \cdot Z_3}{(Z_1 + Z_3) \cdot (Z_2 + Z_4)}. \quad (2)$$

Składowe napięcia U_X i U_R na rys. 1, zależą od wartości parametrów elementów mostka oraz od napięcia zasilającego mostek.

Wzory umożliwiające obliczenie napięcia nierównowagi mostka z elementami RLC w jego gałęziach są analizowane między innymi w publikacjach profesora Szadkowskiego [7], w monografii Miczulskiego [8]. Takie konfiguracje mostka, które dla określonych wartości elementów mostka pozwalają na powiązanie tych napięć U_X i U_R ze zmianą jednego z dwóch czujników włączonych w odpowiednie gałęzie mostka przedstawiono w publikacji [9].

Najprostszy układ mostka umożliwiający jednoznaczne opisanie równaniem uzależniającym składowe napięcia nierównowagi mostka, czynną i bierną, od zmian dwóch sensorów pracujących w tym mostku przedstawia rys. 2.



Rys. 2. Schemat mostka prądu przemiennego, zasilanie niesymetrycznych par ramion mostka

Fig. 2. Alternate current bridge schematic diagram, asymmetrical arm pair supplied

Mostek jest zbudowany z dwóch rodzajów par gałęzi:

1. czysto rezystancyjnej w której jest włączony jeden sensor oraz
2. rezystancyjno pojemnościowej, w której jest włączony drugi sensor.

3. Układ do jednoczesnego pomiaru zmiany wartości dwóch czujników rezystancyjnych

Układ mostka z włączonymi czujnikami rezystancyjnymi R_1 i R_3 w gałęziach mostka rys. 2, który charakteryzuje się tym, że generator zasila dwa ramiona czysto rezystancyjne: czujnik rezystancyjny R_3 i rezystor R_4 połączone szeregowo oraz dwa ramiona RC, czujnik rezystancyjny R_1 , kondensator C_1 oraz rezystor R_2 i kondensator C_2 połączone szeregowo. Składowe wektora napięcia nierównowagi mostka obliczyć można ze wzorów (4 i 5) jeżeli wartość pojemności kondensatorów C_1 i C_2 będzie równa wartości obliczonej według wzoru (3),

$$C_1 = C_2 = C = \frac{1}{\sqrt{3} \cdot \omega \cdot R} \quad (3)$$

R - wartość rezystancji sensorów włączonych w ramiona mostka (R_1 i R_3) w warunkach bez oddziaływania wielkości mierzonej.

$$U_R = U_z \cdot \frac{6 \cdot R^2 \cdot (R_3 - R_4) + R_1 \cdot R_2 \cdot (R_3 - R_4) + R_2^2 \cdot R_3 - R_1^2 \cdot R_4}{[(R_1 + R_2)^2 + 12 \cdot R^2] \cdot (R_3 + R_4)} \quad (4)$$

$$U_X = U_z \cdot \frac{\sqrt{3} \cdot R(R_2 - R_1)}{(R_1 + R_2)^2 + 12 \cdot R^2} \quad (5)$$

Analizując równania (4 i 5) widać, że składowa bierna sygnału zależy tylko od zmian rezystorów R_1 i R_2 , czyli tych rezystorów, które są w gałęziach z kondensatorami, natomiast składowa czynna zależy od zmian wszystkich rezystorów. Przyjmując, że rezystor R_2 będzie miał stałą wartość (6) oraz włączając pierwszy czujnik (rezystancyjny) w miejsce rezystora R_1 o wartości (7) następuje jednoznaczne uzależnienie składowej biernej sygnału nierównowagi mostka od zmian jego rezystancji ΔR_1 (8).

$$R_2 = \text{const} = R \quad (6)$$

$$R_1 = R + \Delta R_1 \quad (7)$$

ΔR_1 - zmiany rezystancji sensora R_1 wynikające z oddziaływania na niego wielkości mierzonej.

Wprowadzając pojęcie względnych zmian ε_{R_1} (8) rezystancji sensora R_1 można przekształcić wzór (5) na wzór (9).

$$\varepsilon_{R_1} = \frac{\Delta R_1}{R_1} \quad (8)$$

$$U_X = -U_z \cdot \frac{\sqrt{3}}{16} \cdot \frac{\varepsilon_{R_1}}{1 + 0,25 \cdot \varepsilon_{R_1} \cdot (1 + 0,25 \cdot \varepsilon_{R_1})} \quad (9)$$

Dla konstruktorów przyrządów pomiarowych istotne jest rozwiązanie zadania odwrotnego czyli potrzebne jest znalezienie funkcji odwrotnej do funkcji zapisanej równaniem (9), ponieważ konieczne jest obliczenie współczynników przetwarzania toru pomiarowego lub zaprogramowania mikroprocesora do obliczenia zmiany wartości wielkości wejściowej na podstawie zmierzonej wartości wyjściowej. Obliczając z równania (9) wartość względnej zmiany ε_{R_1} rezystancji R_1 uzyskuje się równanie kwadratowe (10).

$$\frac{U_X}{U_z} \cdot \varepsilon_{R_1}^2 + \left(4 \cdot \frac{U_X}{U_z} + \sqrt{3}\right) \cdot \varepsilon_{R_1} + 16 \cdot \frac{U_X}{U_z} = 0 \quad (10)$$

Równanie (10) będzie miało rozwiązanie w zbiorze liczb rzeczywistych jeżeli wartość jego Δ (11) będzie większa lub równa zero.

$$\Delta = R^2 \cdot (-48) \cdot \left(\frac{U_X}{U_z}\right)^2 + 8 \cdot \sqrt{3} \cdot \frac{U_X}{U_z} + 3 \geq 0 \quad (11)$$

Warunek ten jest spełniony, gdy napięcie nierównowagi mostka U_X mieści się w przedziale wartości zapisanych równaniem (12).

$$-\frac{\sqrt{3}}{12} \cdot U_z \leq U_X \leq \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot U_z \quad (12)$$

Ten warunek w układach praktycznych najczęściej jest spełniony, ponieważ zmiana napięcia U_X (12) wynika ze zmiany ε_{R_1} w przedziale wartości $-4 < \varepsilon_{R_1} < 4$. Zastosowanie niektórych sensorów, np. półprzewodnikowych w tym układzie może powodować konieczność ograniczenia zakresu ich pracy.

Zmiany wartości rezystancji czujników są zazwyczaj małe lub bardzo małe w stosunku do ich wartości, wówczas można założyć, że składnik równania (10) z $\varepsilon_{R_1}^2$ jest znacznie mniejszy od pozostałych (12), wówczas równanie (10) można przekształcić w równanie (14) obliczające wartość zmiany rezystancji ε_{R_1} czujnika włączonego w gałąź mostka.

Błąd tego przybliżenia jest poniżej $\pm 0,07\%$ dla zmian wartość $\varepsilon_{R_1} = \pm 10$.

$$\frac{U_X}{U_z} \cdot \varepsilon_{R_1}^2 \ll 16 \cdot \frac{U_X}{U_z} - \left(\sqrt{3} + 4 \cdot \frac{U_X}{U_z}\right) \cdot \varepsilon_{R_1} \quad (13)$$

$$\varepsilon_{R_1} \approx \frac{-16 \cdot U_X}{U_z \cdot \left(4 \cdot \frac{U_X}{U_z} + \sqrt{3}\right)} \quad (14)$$

W rzeczywistych układach pomiarowych mamy do czynienia z bardzo małymi napięciami rozrównoważenia mostka o wartości stu i więcej razy mniejszej niż wartość napięcia zasilającego mostek (15), dlatego można zapisać ten wzór jeszcze prościej (16). Błąd tego przybliżenia jest poniżej $\pm 2,5\%$ dla zmian wartość ε_{R_1} w przedziale ± 10 .

$$\frac{U_X}{U_z} \ll \frac{\sqrt{3}}{4} \quad (15)$$

$$\varepsilon_{R_1} \approx -\frac{16}{\sqrt{3}} \cdot \frac{U_X}{U_z} \quad (16)$$

Drugi sensor rezystancyjny o podobnych parametrach jak poprzedni, można włączyć w szereg z rezystorem R w miejsce rezystora R_3 (18). Przyjmując, że rezystor R_4 będzie miał stałą wartość (17) następuje uzależnienie składowej czynnej sygnału nierównowagi mostka od zmian jego właściwości (19), która zmienia się również pod wpływem zmiany rezystancji pierwszego czujnika ε_{R_1} znanej z poprzednich obliczeń. Przy tak dobranych warto-

ściach elementów mostka uzyskuje się podobną czułość dla obu sensorów.

$$R_4 = const = 2 \cdot R \quad (17)$$

$$R_3 = 2 \cdot R + \Delta R_3 \quad (18)$$

$$U_R = U_z \cdot \left(\frac{8 \cdot R^2 + R \cdot \Delta R_1}{16 \cdot R^2 + \Delta R_1 \cdot (4 \cdot R + \Delta R_1)} - \frac{2 \cdot R}{4 \cdot R + \Delta R_3} \right) \quad (19)$$

W przypadku projektowania przyrządu do pomiaru zmian rezystancji sensora potrzebne jest rozwiązanie zadania odwrotnego i obliczenie wartości względnej zmiany ε_{R3} czujnika (20).

$$\varepsilon_{R3} = \frac{2 \cdot \varepsilon_{R1} \cdot (2 + \varepsilon_{R1}) \cdot U_z + 4 \cdot [16 + \varepsilon_{R1} (4 + \varepsilon_{R1})] \cdot U_R}{(8 + \varepsilon_{R1}) \cdot U_z - [16 + \varepsilon_{R1} (4 + \varepsilon_{R1})] \cdot U_R} \quad (20)$$

Podstawiając do wzoru (20) wzór (14) można uzyskać wzór na obliczenie przybliżonej wartości ε_{R3} (21).

$$\varepsilon_{R3} \approx \frac{8 \cdot (\sqrt{3} \cdot U_R - U_X)}{\sqrt{3} \cdot U_z + 2 \cdot U_X - 2 \cdot \sqrt{3} \cdot U_R} \quad (21)$$

Błąd przybliżenia wynikający z niekorzystnego wpływu na wynik pomiaru zmiany wartości czujnika R_1 o ε_{R1} w czasie pomiaru zmian wartości czujnika R_3 o ε_{R3} gdy:

- $-0,01\% < \varepsilon_{R1} < 0,01\%$ jest poniżej $\pm 0,00025\%$ dla zmiany wartość $\varepsilon_{R3} > \pm 0,1\%$;
- $-0,1\% < \varepsilon_{R1} < 0,1\%$ jest poniżej $\pm 0,025\%$ dla zmian wartość $\varepsilon_{R3} > \pm 0,1\%$;
- $-1\% < \varepsilon_{R1} < 1\%$ jest poniżej $\pm 2,5\%$ dla zmian wartość $\varepsilon_{R3} > \pm 0,1\%$;
- $-10\% < \varepsilon_{R1} < 10\%$ jest poniżej $\pm 25\%$ dla zmian wartość $\varepsilon_{R3} > \pm 1\%$.

Z powyższej analizy wynika, że w przypadku podobnych warunków pracy sensorów R_1 i R_3 oraz wynikających z tego podobnych zmian ich wartości, należy w obliczeniach stosować wzory dokładne.

Często prawdziwy będzie warunek (22), wówczas wartość ε_{R3} można obliczyć prościej (23).

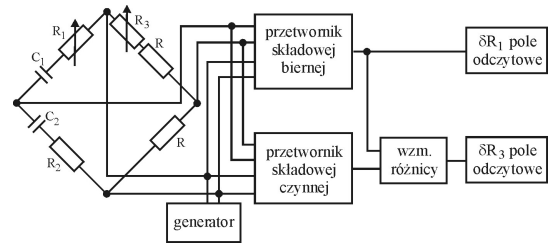
$$U_z \gg \left| \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot U_X - 2 \cdot U_R \right| \quad (22)$$

$$\varepsilon_{R3} \approx \frac{8}{\sqrt{3}} \cdot \left(\sqrt{3} \cdot \frac{U_R}{U_z} - \frac{U_X}{U_z} \right) \quad (23)$$

Błąd tego przybliżenia:

- jest poniżej $\pm 2,5\%$ w przedziale $1\% < \varepsilon_{R1} < 1\%$ i dla przedziału wartość $\varepsilon_{R3} > \pm 10\%$,
- jest poniżej $\pm 25\%$ dla wartości $\varepsilon_{R1} = \pm 10\%$ i dla zmian wartość $\varepsilon_{R3} > \pm 1\%$.

Przyrząd jednoczesnego pomiaru zmian dwóch czujników rezystancyjnych można zrealizować na analogowej części układu rys. 4, realizując w torze pomiaru zmian rezystancji ε_{R1} tylko odpowiednie wzmocnienie sygnału obliczone po aproksymacji prostą wzoru (14), natomiast w torze pomiaru zmian rezystancji ε_{R3} potrzebne jest odjęcie na wzmacniaczu różnicowym sygnałów U_X i U_R w odpowiedniej proporcji wynikającej z aproksymacji prostą równania (21). Tego typu rozwiązanie można stosować w przyrządach technicznych, natomiast w przyrządach laboratoryjnych należy zastosować procesor, który pozwoli na zaprogramowanie obliczenia zmian wartości rezystancji obu sensorów według dokładnych wzorów.



Rys. 3. Schemat blokowy przyrządu pomiarowego z mostkiem niezrównoważonym z jednoczesnym podaniem wyników pomiaru wartości dwóch czujników rezystancyjnych

Fig. 3. Schematic diagram of unbalanced bridge measuring instrument which simultaneously presents the results of measurement of value of two resistance sensors

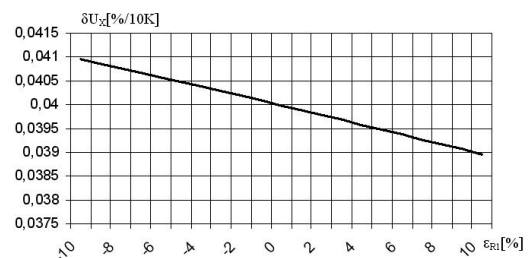
4. Kompensacja wpływu zmiany temperatury na pracę sensorów rezystancyjnych w układzie do jednoczesnego pomiaru zmiany ich wartości

W mostkach prądu stałego i mostkach zmiennoprądowych kompensację wpływu zmian temperatury na sensor przeprowadza się przez włączenie identycznych dodatkowych sensorów w odpowiednio przyległe ramiona mostka. W analizowanym mostku rys. 3 zamiast rezystorów R_2 i R_4 należy włączyć odpowiednio sensory kompensacyjne. Sensory te mechanicznie umocowane są w pobliżu sensorów aktywnych w taki sposób aby ich temperatury były jednakowe, natomiast nie oddziaływały na nie czynnik mierzony. Zastosowanie tego rozwiązania w mostkach z modulacją kwadraturową powoduje skuteczną kompensację wpływu temperatury, potwierdza to analiza wzorów (24, 25).

$$U_X = U_z \cdot \frac{-\sqrt{3} \cdot R \cdot (\Delta R_1 + \Delta R_{1T} - \Delta R_{2T})}{16 \cdot R^2 + 4 \cdot R \cdot (\Delta R_1 + \Delta R_{1T} + \Delta R_{2T}) + (2 \cdot R + \Delta R_1 + \Delta R_{1T} + \Delta R_{2T})^2} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} U_R &= U_z \cdot \left(\frac{6 \cdot R^2 + R_1 \cdot R_2 + R_2^2}{12 \cdot R^2 + (R_1 + R_2)^2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) = \\ &= \frac{R_2}{\sqrt{3} \cdot R} \cdot U_X + \left(\frac{2 \cdot R_1 \cdot R_2 + 6 \cdot R^2}{12 \cdot R^2 + (R_1 + R_2)^2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \cdot U_z \approx \\ &\approx \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_X + \frac{\Delta R_2}{\sqrt{3} \cdot R} \cdot U_X + \frac{1}{2} \cdot U_z - \frac{2 \cdot R}{4 \cdot R + \Delta R_3 + \Delta R_4} \cdot U_z \end{aligned} \quad (25)$$

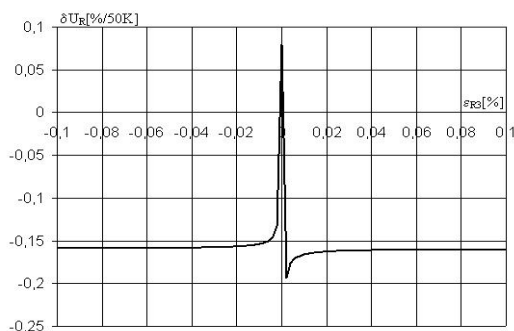
Analizując zapis wzoru (24) do obliczenia napięcia nierównowagi składowej U_X można zauważyć, że eliminacji wpływu zmiany temperatury przez zastosowanie drugiego czujnika w miejscu rezystora R_2 , w warunkach opisanych wyżej jest dokładna tylko w momencie równowagi mostka. Jeżeli wartość wielkości mierzonej jest różna od zera wówczas kompensacja ta jest obciążona błędem, którego wartość dla odstrojenia mostka o 10% wartości rezystancji czujnika jest rzędu 0,004 %/K rys. 4.



Rys. 4. Wykres błędu kompensacji temperaturowej w mostku niezrównoważonym napięcia składowej bierniej U_X nierównowagi mostka w przedziale zmian wartości czujnika $\varepsilon_{R1} = \pm 10\%$ dla zmiany temperatury $\Delta T = 10K$

Fig. 4. Diagram of temperature compensation error of unbalanced voltage reactive voltage component U_X unbalanced bridge for change of value of sensor $\varepsilon_{R1} = \pm 10\%$; for change of temperature $\Delta T = 10K$

Wzór (25) na napięcie nierównowagi składowej czynnej jest bardziej złożony od wzoru na składową bierną. Z obliczeń wpływu zmiany temperatury na sensory i tym samym na składową czynną napięcia nierównowagi mostka U_R z zastosowaną kompensacją temperaturową wynika, że wpływ ten jest bardzo niewielki i wynosi dla przyjętych warunków maksymalnie -0,17%/50K rys. 5.



Rys. 5. Wykres błęd kompensacji temperaturowej w mostku nierównoważonym napięcia składowej czynnej nierównowagi mostka U_R w przedziale zmian wartości czujnika $\varepsilon_{R3}=\pm 10\%$ dla zmiany temperatury o $\Delta T=50K$

Fig. 5. Diagram of error of temperature compensation of unbalanced voltage active component U_R for change of value of sensor $\varepsilon_{R3}=\pm 10\%$ for change of temperature $\Delta T=50K$

5. Wnioski

1. Zastosowanie czujników w gałęziach R_2 i R_4 jako elementów do kompensacji temperaturowej skutecznie eliminuje jej wpływ na sygnały wyjściowe.
2. Analizowany układ wprowadza błędy przetwarzania, które mogą mieć znaczenie w granicznych warunkach pracy dla bar-

dzo dużych mierzonych zmian powyżej 10% lub bardzo małych poniżej 0,001%.

3. W przyrządach do pomiarów technicznych można zastosować analogowe metody wyznaczenia wartości zmian rezystancji sensorów, w przyrządach precyzyjnych konieczne jest stosowanie rozwiązań z mikroprocesorem.

6. Literatura

- [1] Urzędniczek H., Układy przetworników pomiarowych dwuparametrowych, Zeszyty naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z. 181 Gliwice 2002 r.
- [2] Gregg W.D., Podstawy telekomunikacji analogowej i cyfrowej, WNT Warszawa 1983 r.
- [3] Leksykon informatyczny, http://www.idg.pl/slownik/termin_info.asp?id=33349
- [4] Karandziejew K. B., Pomiarów elektrycznych metodami mostkowymi i kompensacyjnymi, WNT Warszawa 1969 r.
- [5] Szulce A., Mostki elektryczne pomiarowe, WNT Warszawa 1977 r.
- [6] Rylski A., Synchroniczny układ elektroniczny z mostkiem nierównoważonym do jednoczesnego pomiaru wartości tych samych składowych dwóch impedancji, Zeszyty naukowe Politechniki Rzeszowskiej, elektrotechnika z.28, str.147-154 Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej 2005 r.
- [7] Szadkowski B.: Synteza pomiaru immittancji. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka Z.93, Gliwice 1984r
- [8] Miczulski W.: Pomiar impedancji metodą przetwarzania kątów przesunięć fazowych, Wydawnictwo Politechniki Zielonogórskiej, Zielona Góra 2000.
- [9] Rylski A.: Jednoczesny pomiar wartości dwóch rezystancji nierównoważonym mostkiem prądu przemiennego, Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej, elektrotechnika z.25, OWPRz Rzeszów 2004r.

Artykuł recenzowany

INFORMACJE

VIII krajowa konferencja Diagnostyka Procesów i Systemów DPS 2007 *

Słubice, 10-12 września 2007 r.
www: <http://www.issi.uz.zgora.pl/dps07/>

VIII krajowa konferencja **Diagnostyka Procesów i Systemów DPS 2007** jest kontynuacją cyklu konferencji **Diagnostyka Procesów Przemysłowych - DPP** organizowanych cyklicznie od roku 1996 przez: Politechnikę Warszawską i Gdańską oraz Uniwersytet Zielonogórski. Ogólnie, tematyka konferencji odpowiada tematyce międzynarodowego sympozjum IFAC **Fault Detection, Supervision and Safety for Technical Processes SAFEPROCESS**.

Pełne teksty przyjętych referatów konferencyjnych zostaną umieszczone w monografii wydanej przez *Akademię Oficynę Wydawniczą EXIT*. Dodatkowo zostanie rozważona możliwość opublikowania wybranych artykułów naukowych w czasopiśmie *Pomiary Automatyka Kontrola, PAK*.

Biorąc pod uwagę atrakcyjne położenie miejsca konferencji oraz zgodność tematyczną z sympozjum *SAFEPROCESS*, planowane jest również zaproszenie około 20-tu gości zagranicznych. W ramach konferencji planowany jest również szereg interesujących wykładów plenarnych:

- Prof. Dominique Sauter, University Henri Poincare, FRANCE
Temat: Diagnostyka uszkodzeń i sterowanie tolerujące uszkodzenia sieciowych systemów sterowania

- Prof. Ryszard Tadeusiewicz, Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków
Temat: Nowe możliwości diagnostyki związane z wykorzystaniem koncepcji automatycznego rozumienia obrazów
- Prof. Youmin Zhang, Aalborg University Esbjerg, DENMARK
Temat: Aktywne systemy sterowania tolerujące uszkodzenia: Integracja systemów diagnostyki uszkodzeń i sterowania rekonfigurowalnego
- Prof. Robert Rudowski, Akademia Medyczna w Warszawie
Temat: Zastosowania informatyki w diagnostyce medycznej
- Prof. Jan Duda, Akademia Górniczo-Hutnicza, Kraków
Temat: Pozyskiwanie wzorców diagnostycznych w komputerowych analizach sprawności urządzeń

Komitet naukowy:

Józef Korbicz- przewodniczący
Zdzisław Kowalczyk - z-ca przewodniczącego
Jan M. Kościelny - z-ca przewodniczącego

* Bardziej szczegółowe informacje nt. Konferencji będą opublikowane w kolejnych zeszytach PAK w 2007 roku.