

## Anna GOLIJANEK-JĘDRZEJCZYK

GDANSK UNIVERSITY OF TECHNOLOGY,  
G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk

# Uncertainty estimation of loop impedance measurement determined by the vector method

PhD Anna GOLIJANEK-JĘDRZEJCZYK

Assistant professor in the Department of Metrology and Information Systems, Faculty of Electrical and Control Engineering, Gdansk University of Technology. Field of interest: loop impedance measurement, measurement and control systems, designing useful interfaces and uncertainty estimation.



e-mail: a.golijanek@ely.pg.gda.pl

### Abstract

This paper presents a detailed analysis of the uncertainty estimation of loop impedance measurement determined by the vector method. The analysis includes the following estimates: resistance variance, voltage variance and time measurement variance. The paper presents a methodology for estimating the combined standard uncertainty of the loop impedance.

**Keywords:** loop impedance, vector method, measurement uncertainty, analysis, measurement, meter.

## Szacowanie niepewności pomiaru impedancji pętli zwarciej wyznaczonej metodą wektorową

### Streszczenie

Metoda wektorowa umożliwia wyznaczenie impedancji pętli zwarcia w oparciu o składowe ortogonalne napięcia. Autorka niniejszego referatu przeprowadziła analizę metrologiczną tej metody stosując teorię błędów [1, 2, 3, 4, 5]. Aktualnie przeprowadzane są szczegółowe analizy szacowania niepewności pomiaru impedancji pętli zwarciej metodą wektorową. W niniejszym artykule zaprezentowano metodę wektorową, zgodnie z którą impedancja pętli zwarciej wyznaczana jest na podstawie pomiaru fazy dwóch napięć [2, 3, 4, 5]: napięcia  $\underline{E}$  panującego w miejscu badanym przy odłączonym obciążeniu oraz napięcia  $\underline{U}$  – jakie występuje przy włączonym obciążeniu pomiarowym o znanej wartości rezystancji  $R_0$ . Referat zawiera wyniki szczegółowego szacowania niepewności pomiaru impedancji pętli zwarcia uwzględniając wariancję rezystora obciążenia pomiarowego  $u^2(R_0)$ , wariancję pomiaru napięć  $u^2(E)$  i  $u^2(U)$  oraz wariancję wyznaczenia chwil czasowych  $u^2(t_1)$ ,  $u^2(t_2)$ ,  $u^2(t_3)$ ,  $u^2(t_4)$ . Wyznaczona wartość niepewności standardowej  $u_c$ , potwierdza, iż metoda wektorowa jest znacznie bardziej dokładna od metod klasycznych wyznaczania impedancji pętli zwarcia. Wyniki oszacowanej niepewności pomiaru są zbieżne z wynikami uzyskanymi przez autorkę referatu z eksperymentu, w którym wykorzystano prototyp miernika impedancji pętli realizującego metodę wektorową [4].

**Słowa kluczowe:** impedancja pętli, metoda wektorowa, niepewność pomiaru.

## 1. Introduction

The vector method is a method for determining loop impedance based on the orthogonal voltage components. The advantages of this method are as follows: much more accurate measurement of loop impedance in comparison with classical methods as well as pure resistant measurement load. Thanks to that, a meter used in this method is characterized by a smaller size and lower weight than the one used in classical methods. The paper presents the results of total uncertainty estimation of loop impedance measurement determined by the vector method.

## 2. The vector method

A measured value of loop impedance is expressed with the formula:  $\underline{Z} = R + jX$ , where  $R$  stands for resistance and  $X$  stands for inductive reactance. Fig. 1 shows the equivalent tested circuit.

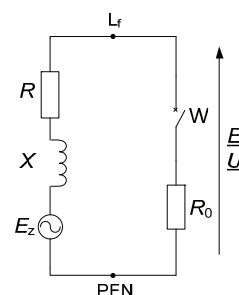


Fig. 1. The principle of loop impedance measurement [4]

Rys. 1. Zasada pomiaru impedancji pętli zwarciej [4]

This circuit consists of a series connection of an ideal sinusoidal supplying voltage source  $E_z$  (with constant amplitude and frequency  $f$ ), the loop impedance  $Z$  and resistance load  $R_0$  [2, 3, 4, 5].

A measured value of loop impedance by the vector method is calculated on the basis of: the orthogonal voltage components [2, 3, 4, 5] the voltage  $\underline{E}$  measured with the disconnected load  $R_0$ , and the voltage  $\underline{U}$  - measured when the load  $R_0$  is switched on, and equals one of the known resistance values  $R_0$ .

Voltage vector measurement: the voltage  $\underline{E}$  before, and the voltage  $\underline{U}$  after switching on the load resistance  $R_0$  - consists in determining the orthogonal components of the two voltages:  $E_b$ ,  $E_c$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  (Fig. 2).

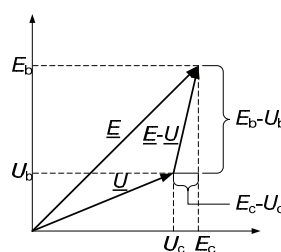


Fig. 2. The orthogonal voltage diagram – the vector method [5]

Rys. 2. Fazyowy wykres napięć - metoda wektorowa [5]

On the basis of the four momentary voltage values, one can calculate the values of the voltage vectors  $\underline{E}$  and  $\underline{U}$ , using the following equations:

$$E_c + jE_b = E \cos \omega t + j E \sin \omega t = \underline{E}, \quad (1)$$

$$U_c + jU_b = U \cos \omega t + j U \sin \omega t = \underline{U}. \quad (2)$$

The voltage vector  $\underline{E}$  is determined on the basis of two momentary values of no load voltage source:  $E_b$  i  $E_c$ . The first value of  $E_b$  obtained at time  $t_1$  is determined by the following formula:

$$E_b = e(t_1) = \sqrt{2} E \sin \omega t_1. \quad (3)$$

The second sample voltage  $E_c$  obtained at time  $t_2$  shifted by  $0.25T$  ( $T$ - the signal period) over the first  $t_1$ , that is  $t_2=t_1+0.25T$ :

$$E_c = e(t_2) = \sqrt{2} E \cos \omega t_1. \quad (4)$$

The same procedure is used when determining the phasor  $\underline{U}$ , which is calculated on the basis of two momentary voltage values:  $U_b$  and  $U_c$  – with the resistance  $R_0$  (Fig. 1), whereas these values are shifted relative to  $E_b$  and  $E_c$  for  $mT$  ( $m = 1,2,3\dots$ ), that is  $t_3=t_1+mT$ . This delay has been introduced in order to eliminate the transient states caused by the switching measurement load  $R_0$ . The voltage  $U_b$  taken at time  $t_3$  is defined by the following dependence:

$$U_b = u(t_3) = \sqrt{2} \frac{ER_0}{\sqrt{(R+R_0)^2 + X^2}} \sin \omega(t_1 + \varphi), \quad (5)$$

where  $\varphi$  is a phase angle for the tested circuit of Fig. 1, defined as:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{X}{R + R_0}. \quad (6)$$

While the voltage  $U_c$ , determined at time  $t_4=t_1+0.25T+mT$  (analogous to the voltage value  $E_c$ ), is described by the formula:

$$U_c = u(t_4) = \sqrt{2} \frac{ER_0}{\sqrt{(R+R_0)^2 + X^2}} \cos \omega(t_1 + \varphi). \quad (7)$$

On the basis of the equations describing the voltage state of the tested circuit (Fig. 1), and knowing the dependencies determining the instantaneous values of voltage  $E_b$ ,  $E_c$ ,  $U_b$  and  $U_c$ , a loop impedance module can be determined [2, 3, 4] as follows:

$$Z_w = R_0 \sqrt{\frac{(E_c - U_c)^2 + (E_b - U_b)^2}{U_c^2 + U_b^2}} \quad (8)$$

### 3. Uncertainty estimation of loop impedance measurement

The combined standard uncertainty of impedance  $Z_w$  was determined on the basis of a measurement function, which depends on the following parameters:  $Z_w = f(R_0, E, U, t_1, t_2, t_3, t_4)$ .

According to the principle of uncertainty propagation [6, 9], the combined standard uncertainty  $u_c$  of determining the loop impedance is defined as follows (assuming no correlation between the uncertainties of the measured values):

$$u_c = \sqrt{\left| \frac{\partial Z_w}{\partial R_0} \right|^2 u^2(R_0) + \left| \frac{\partial Z_w}{\partial E} \right|^2 u^2(E) + \left| \frac{\partial Z_w}{\partial U} \right|^2 u^2(U) + \left| \frac{\partial Z_w}{\partial t_1} \right|^2 u^2(t_1) + \left| \frac{\partial Z_w}{\partial t_2} \right|^2 u^2(t_2) + \left| \frac{\partial Z_w}{\partial t_3} \right|^2 u^2(t_3) + \left| \frac{\partial Z_w}{\partial t_4} \right|^2 u^2(t_4)} \quad (9)$$

The uncertainty analysis was conducted under the following assumptions:

- the measured loop impedance  $Z$  consists of resistance and inductive reactance. In practice, the values of the loop impedance are usually smaller than  $1 \Omega$ , hence it was assumed that  $Z$  is equal to  $1 \Omega$ .
- the supplying voltage source  $E_z$  is an ideal sine with constant amplitude and frequency during the measurement. Typically, in a low voltage network, the supply voltage is equal to 230V of frequency 50 Hz.
- the tested circuit is linear when the load  $R_0$  is disconnected,
- the voltage  $\underline{U}$  is measured in steady state;  $m=6$ .
- the measurement current should be of the largest possible value, therefore load  $R_0$  equal to  $10 \Omega$  was used for computing in the meter prototype.
- the limiting error of the resistor  $R_0$  includes the temperature drift.

The first step of the uncertainty analysis was to estimate the sensitivity of the vector method to main error sources: the load resistor  $R_0$ , voltages measurement  $\underline{E}$  and  $\underline{U}$ , determination of the instantaneous moments of  $t_1, t_2, t_3, t_4$ . The weight coefficients in equation (9) (partial derivatives) were determined and are given in Table 1.

Tab. 1. Values of partial derivatives counted for the following data:  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ,  $R_0=10 \Omega$ ,  $t_1=10 \mu\text{s}$

Tab. 1. Wartości pochodnych cząstkowych wyznaczone dla danych:  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ,  $R_0=10 \Omega$ ,  $t_1=10 \mu\text{s}$

	Partial derivatives	$\phi [^\circ]$		
		0	45	75
1	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial R_0} \right ^2 [-]$	1.00E-02		
2	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial E} \right ^2 \left[ \frac{\Omega^2}{V^2} \right]$	2.23E-03	1.56E-03	4.83E-04
3	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial U} \right ^2 \left[ \frac{\Omega^2}{V^2} \right]$	1.81E-04	1.22E-03	3.11E-04
4	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial t_1} \right ^2 \left[ \frac{\Omega^2}{s^2} \right]$	2.70E-02	7.10E-02	6.40E-02
5	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial t_2} \right ^2 \left[ \frac{\Omega^2}{s^2} \right]$	2.70E-02	1.92E-03	2.63E-03
6	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial t_3} \right ^2 \left[ \frac{\Omega^2}{s^2} \right]$	2.70E-02	7.50E-02	7.50E-02
7	$\left  \frac{\partial Z_w}{\partial t_4} \right ^2 \left[ \frac{\Omega^2}{s^2} \right]$	2.70E-02	2.62E-03	8.60E-04

The angle  $\phi$ , stands for the argument of the loop impedance  $Z$ , and is defined by the following formula:

$$\phi = \operatorname{arctg} \frac{X}{R}. \quad (10)$$

The next step of the uncertainty analysis was to estimate the following variances:

- a) the load measurement resistor  $u^2(R_0)$ ,
- b) voltage measurement  $u^2(E)$  and  $u^2(U)$ ,
- c) determination of the instantaneous moments of  $u^2(t_1)$ ,  $u^2(t_2)$ ,  $u^2(t_3)$ ,  $u^2(t_4)$ .

The resistance variance  $u^2(R_0)$  was estimated under the assumption of the uniform probability distribution [7] of the fabrication tolerance of the load measurement resistance  $R_0$  as:

$$u^2(R_0) = \left( \frac{\Delta R_0}{\sqrt{3}} \right)^2, \quad (11)$$

where  $\Delta R_0$  is the limiting error of the resistor  $R_0$ , resulting from the fabrication tolerance of the load measurement resistor  $R_0$ . It is associated with the accuracy class specified by a resistor producer.

When  $R_0$  is equal to 10  $\Omega$ , and it is made with the fabrication tolerance of 0.1%, the variance  $u^2(R_0)$  is equal to 0,03  $\text{m}\Omega^2$ .

The voltage variance  $u^2(E)$  defined as a sum of the voltage variance  $u^2(\Delta E_{\text{przetw}})$  resulting from the processing error of the measurement transducer and the voltage variance  $u^2(\Delta E_{\text{DAQ}})$  determined by the Data Acquisition Card, can be given by:

$$u^2(E) = u^2(\Delta E_{\text{przetw}}) + u^2(\Delta E_{\text{DAQ}}). \quad (12)$$

The voltage variance  $u^2(\Delta E_{\text{przetw}})$  resulting from the processing error of the voltage transducer was determined under the assumption of the uniform probability distribution of the sensor processing error  $\Delta E_{\text{przetw}}$

$$u^2(\Delta E_{\text{przetw}}) = \left( \frac{\sqrt{(E_{\text{in}})^2 + (\delta k \cdot E_{\text{in}})^2} - E_{\text{in}}}{\sqrt{3}} \right)^2. \quad (13)$$

where  $\delta k$  is a determined percentage of the rms value of the input voltage  $E_{\text{in}}$  (this value is specified by a transducer producer).

The voltage variance  $u^2(\Delta E_{\text{DAQ}})$  was determined under the assumption of the uniform probability distribution of the a/c conversion error  $\Delta E_{\text{DAQ}}$ , as:

$$u^2(\Delta E_{\text{DAQ}}) = \left( \frac{\Delta E_{\text{DAQ}}}{\sqrt{3}} \right)^2, \quad (14)$$

where the limiting error  $\Delta E_{\text{DAQ}}$  is defined by the following formula [4]:

$$\Delta E_{\text{DAQ}} = \pm \left[ \begin{array}{l} (E_{\text{inDAQ}} \cdot \delta E_{\%R}) + \\ + (\Delta E_{\text{offset}} + \Delta E_{\text{noise+quant}} + \Delta E_{\text{temp}}) \end{array} \right]. \quad (15)$$

It is assumed that the a/c conversion error  $\Delta E_{\text{DAQ}}$  depends on: the input signal level  $E_{\text{inDAQ}}$ , the relative error  $\delta E_{\%R}$  (depending on the actual measured value), the additive error of zero offset  $\Delta E_{\text{offset}}$ , quantization and noise error  $\Delta E_{\text{noise+quant}}$  and the temperature drift  $\Delta E_{\text{temp}}$ .

When considering the following hardware configuration of the measurement system: a meter for measuring the loop impedance as a voltage transducer - the transducer LEM CV-500, a data acquisition card - the National Instruments PCI - 6024E, the voltage variance  $u^2(\Delta E_{\text{przetw}})$  equals 0.018  $\mu\text{V}^2$  and variance  $u^2(\Delta E_{\text{DAQ}})$  for the input voltage  $E_{\text{inDAQ}}=10 \text{ V}$  is 0.125  $\text{mV}^2$ .

The total uncertainty voltage  $u(E)$  calculated by means of the formula (12), for the previously assumed conditions of the measurement, is  $\pm 11.2 \text{ mV}$ , while the measurement voltage is equal to 230 V. Due to the fact that the voltage  $U$  - with the load resistor  $R_0$  connected - is measured and processed by the same circuits as the measured voltage  $E$ , it was assumed that the variance  $u^2(U) = u^2(E)$ .

In order to estimate the total measurement uncertainty of the loop impedance by the vector method, it was also necessary to determine the time measurement variance  $u^2(t_1)$ ,  $u^2(t_2)$ ,  $u^2(t_3)$ ,  $u^2(t_4)$ , in which the voltage samples were taken. The moments of the time variance, in the general form  $u^2(t_l)$ , were estimated by means of the uniform probability distribution of the time measurement error, as:

$$u^2(t_l) = \left( \frac{\Delta t_l}{\sqrt{3}} \right)^2, \quad (16)$$

where  $l=1, 2, 3, 4$  appropriate for the sample voltages  $E_b, E_c, U_b, U_c$ .

The accuracy of determining the time instants in which the momentary voltage values are measured, depends on the period measurement error  $\Delta T$ , the sampling time  $T_p$  and location of the samples [4]:

$$\Delta t_l = \frac{t_l}{N} \Delta T + T_p. \quad (17)$$

The equation (16) shows that the limiting error grows linearly with increase in the distance from the first sample. Assuming that  $T_p=0.5\mu\text{s}$ ,  $N=20000$  (the period contains 200 samples, which is sufficient for an ideal sine signal),  $\Delta T=0.3\mu\text{s}$  and concluding that  $t_1=20T_p$ ,  $t_2=70T_p$ ,  $t_3=1220T_p$ ,  $t_4=1270T_p$ , gives  $\Delta t_1=\Delta t_2=0.5\mu\text{s}$ ,  $\Delta t_3=\Delta t_4=0.5002\mu\text{s}$ . The variance of the measurement time  $u^2(t_1)$  is equal to 80  $\text{fs}^2$ .

The combined standard uncertainty of the loop impedance measurement  $u_c$  was determined using equation (9) by means of computer simulations in the MathCad, for the following instrument configuration: the load resistor  $R_0$  with a resistance of 10  $\Omega$  and maximum relative error 0.1%, LEM CV-500 transducer, National Instruments PCI - 6024E Data Acquisition Card.

Fig. 3 illustrates the dependence of the measurement uncertainty  $u_c$  on the argument of the loop impedance  $\phi$ .

The value of measurement uncertainty  $u_c$  decreases with increase in the loop impedance argument  $\phi$ . The smallest value of the measurement uncertainty  $u_c \pm 0.658 \text{ m}\Omega$ , for argument  $\phi$  equal to 75°, when the measurement is taken near the transformer (inductive nature of the impedance  $Z$ ).

The maximum value of the impedance measurement uncertainty  $u_c \pm 0.916 \text{ m}\Omega$ , occurs in the case of a fault loop resistance, that is when argument  $\phi$  equals 0°.

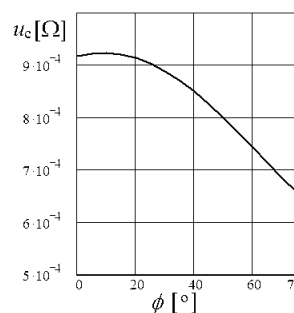


Fig. 3. Graph  $u_c=f(\phi)$ , for data  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ,  $R_0=10 \Omega$   
Rys. 3. Przebieg  $u_c=f(\phi)$ , dla danych  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ,  $R_0=10 \Omega$

Fig. 4. shows the elements of the impedance measurement uncertainty  $u_c$ , according to formula (9), connected with: the load measurement resistor  $R_0$ , voltage measurement  $E$  and  $U$  and determination of the instantaneous moments of  $t_1, t_2, t_3, t_4$ .

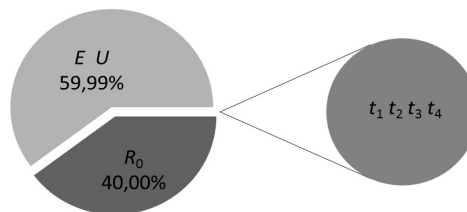


Fig. 4. Share of particular components of impedance measurement uncertainty for data  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ,  $R_0=10 \Omega$ ,  $\phi=0^\circ$

Rys. 4. Udział poszczególnych składowych niepewności pomiaru  $u_c$  impedancji pętli zwarcia, dla danych  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ,  $R_0=10 \Omega$ ,  $\phi=0^\circ$

The most essential uncertainty factor is the uncertainty of voltage  $\underline{E}$  and  $\underline{U}$  measurements, which proves that the voltage measurement system of the meter prototype should be characterized by high precision.

The load resistor should also be chosen as a high precision one.

#### 4. Conclusions

This paper presents a methodology for estimating the combined standard uncertainty of loop impedance by the vector method. The vector method allows determining the loop impedance based on the orthogonal voltage components, which makes a loop impedance measurement much more accurate than in the case of conventional methods. The estimated value of the combined standard uncertainty  $u_c$ , confirms that the vector method is more accurate than the classical ones [2, 3].

The results of the uncertainty estimated from MathCad simulations were compared with the experimental results obtained by the author of this paper. A loop impedance meter prototype implemented with the vector method was used in the experiment. The meter prototype consisted of: the LEM CV-500 transducer, the PCI 6024E data acquisition card and the load resistor  $10 \Omega$  of accuracy class 0.1. The simulation and experimental results (when  $E_z=230 \text{ V}$ ,  $Z=1 \Omega$ ) are convergent. For these measurement conditions, the loop impedance was calculated as  $(1000.00 \pm 1.83) \text{ m}\Omega$  for the coverage factor  $k=2$  at the confidence level of 95%.

#### 5. References

[1] Jaworski J. M.: Niedokładność, błąd i niepewność pomiaru. Przegląd Elektrotechniczny nr 80 2/2004.

- [2] Roskosz R.: Nowe rozwiązania pomiaru impedancji pętli zwarciowej przy odkształceniu krzywej napięcia w miejscu badania. Zeszyty Naukowe Politechniki Gdańskiej, Elektryka nr 79, Gdańsk 1995.
- [3] Roskosz R.: A new method for measurement of earth fault loop impedance". IEEE Power Engineering Review, April 1991, p. 57.
- [4] Golijanek-Jędrzejczyk A.: Badanie metody pomiaru impedancji pętli zwarciowej wykorzystującej składowe fazora napięcia. Monografie Politechniki Gdańskiej nr 117, Gdańsk 2012.
- [5] Golijanek-Jędrzejczyk A.: Przegląd sposobów pomiaru pętli zwarcia. PAK 2011 nr 12, s. 1586-1588.
- [6] Golijanek-Jędrzejczyk A.: Wpływ pomiaru dokładności napięć na wyznaczenie impedancji pętli zwarciowej metodą z przesunięciem  $\psi$ . Electrical Engineering Poznan University of Technology Academic Journals, 2012.
- [7] Warsza Z., Dorozhovets M.: Doskonalenie metod wyznaczania niepewności wyników pomiaru w praktyce. Przegląd Elektrotechniczny 1/2007.
- [8] Golijanek-Jędrzejczyk A.: Analiza metrologiczna metody z przesunięciem  $\psi$  do pomiaru impedancji pętli zwarciowej, Przegląd Elektrotechniczny 2/2009.
- [9] Evaluation of measurement data – Guide to the expression of uncertainty in measurement JCGM 100:2008, GUM 1995.

otrzymano / received: 23.08.2012

przyjęto do druku / accepted: 01.10.2012

artykuł recenzowany / revised paper

#### INFORMACJE

### Szanowni Autorzy artykułów publikowanych w PAK

W trosce o jak najwyższy poziom punktacji miesięcznika PAK zwracam się z prośbą o cytowanie artykułów opublikowanych w PAK w innych artykułach, zwłaszcza tych publikowanych w czasopismach z listy filadelfijskiej. Ma to bezpośredni wpływ na współczynnik IF (Impact Factor) miesięcznika PAK.

W algorytmach oceny czasopism współczynnik IF ma największą wagę. Na zwiększenie wartości współczynnika IF redakcja czasopisma nie ma żadnego wpływu, ale wszystko zależy od Autorów cytujących. W przypadku miesięcznika PAK aktualnie każde cytowanie zwiększa IF o około 0,002. Oczywiście cytowanie artykułu tylko wtedy jest uzasadnione, jeżeli jest on tematycznie związany z artykułem cytującym, a autor skorzystał z niego przy przygotowaniu pracy.

Aby ułatwić Autorom korzystanie z artykułów opublikowanych w PAK (a także możliwość cytowania) została opracowana przez redakcję PAK „Wyszukiwarka”, umożliwiająca wyszukiwanie artykułów według nazwiska autora, słowa tytułu artykułu, albo frazy kluczowej.

Aby skorzystać z „Wyszukiwarki” należy:

- wejść na stronę: [www.pak.info.pl](http://www.pak.info.pl)
- w menu „Wyszukiwarka” (po lewej stronie ekranu) wybrać „Artykuły”.

Strona zawiera również szereg innych łatwo dostępnych funkcjonalności, m.in. wykazy artykułów opublikowanych w PAK, a cytowanych w artykułach opublikowanych w czasopismach z listy filadelfijskiej.

Zdaję sobie sprawę, że redakcje niektórych czasopism usuwają cytowania artykułów publikowanych w czasopismach spoza listy filadelfijskiej, np. argumentując, że są one mało dostępne. Taka argumentacja będzie mniej uzasadniona, jeżeli tytuł naszego miesięcznika oraz tytuły artykułów będą podane w cytowaniach w języku angielskim. Proszę zauważyć, że oficjalny tytuł anglojęzyczny miesięcznika PAK (występujący na okładce) ma formę: Measurement, Automation and Monitoring (MA&M), a wszystkie artykuły naukowe publikowane w PAK są napisane albo w języku angielskim, albo mają rozszerzone abstrakty w tym języku.

Tadeusz SKUBIS  
Redaktor naczelny Wydawnictwa PAK

