

Precyzyjne szerokopasmowe współosiowe boczniki prądowe

Streszczenie. W artykule zaprezentowano konstrukcję, model matematyczny oraz wyniki symulacji transferu AC-DC precyzyjnych współosiowych boczników prądowych o prądach nominalnych 10, 20, 50, 100 i 200 mA, opracowanych w Katedrze Metrologii, Elektroniki i Automatyki na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach. W pracy przedstawiono wyniki badań prototypu bocznika 50 mA. Wyniki badań zostały porównane z wynikami obliczeń numerycznych uzyskanych na podstawie modelu matematycznego bocznika.

Abstract. Article presents construction, mathematical model and AC-DC transfer difference simulation results of high-precision coaxial 10, 20, 50, 100, 200 mA current shunts designed in Department of Measurement Science, Electronics and Control at Silesian University of Technology in Gliwice. The paper presents the calibration results of a 50 mA shunt prototype. The calibration results were compared with the results of numerical calculations obtained on the basis of the mathematical model of the shunt. (**High-precision wideband coaxial current shunts**).

Słowa kluczowe: boczniki prądowe, pomiary prądu, modelowanie matematyczne, różnica transferowa AC-DC

Keywords: current shunts, current measurement, mathematical model, AC-DC transfer difference

Wstęp

Boczniki prądowe stosowane są w najdokładniejszych pomiarach prądu przemiennego i stałego. Ich zasada działania opiera się na prawie Ohma: spadek napięcia na boczniku, odpowiadający napięciu wyjściowemu bocznika, jest wprost proporcjonalny do natężenia prądu wejściowego bocznika. Pomiar napięcia wyjściowego realizowany jest za pomocą woltomierza lub układu próbkującego (ang. *sampler*). W pomiarach prądu przemiennego o najwyższej dokładności wyjście bocznika łączy się z wejściem termicznego przetwornika wartości skutecznej (TPWS), a prąd wejściowy determinuje się przy wykorzystaniu transferu AC-DC lub AC-AC. Procedura transferu AC-DC lub AC-AC stosowana jest również przy komparowaniu boczników o najwyższej dokładności.

Względna różnica transferowa AC-DC bocznika jest zdefiniowana wzorem (1):

$$(1) \quad \delta_{AC-DC}(\omega) = \frac{Z_T(\omega) - Z_T(0)}{Z_T(0)},$$

gdzie: $Z_T(\omega)$ oraz $Z_T(0)$ oznaczają odpowiednio moduły transimpedancji przy pulsacji ω i przy prądzie stałym. Transimpedancja jest definiowana jako stosunek napięcia wyjściowego do prądu wejściowego (2):

$$(2) \quad Z_T(\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{I_1(j\omega)} = \frac{U_2}{I_1} e^{j\varphi} = Z_T e^{j\varphi},$$

gdzie kąt przesunięcia fazowego jest obliczany z (3):

$$(3) \quad \varphi(\omega) = \arctan \frac{\text{Im}\{Z_T\}}{\text{Re}\{Z_T\}}.$$

Wartość kąta przesunięcia fazowego i względnej różnicy transferowej powinny być jak najmniejsze i niezależne od zmian warunków zewnętrznych takich jak temperatura, wilgotność oraz upływ czasu. W pomiarach prądu przemiennego metodą transferu AC-DC lub AC-AC nie jest wymagana znajomość wartości kąta przesunięcia fazowego bocznika.

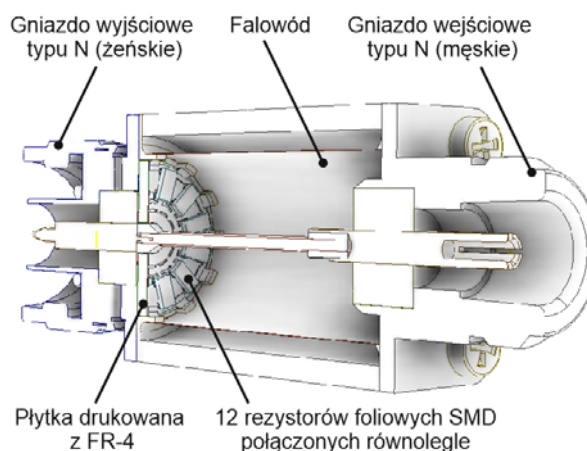
Na rynku są dostępne komercyjnie produkowane boczniki do pomiarów prądu przemiennego [1], jednak narodowe instytuty metrologiczne opracowują własne konstrukcje [2-6].

W artykule przedstawiono konstrukcję oraz udoskonalony model matematyczny precyzyjnych boczników szerokopasmowych o nominalnych prądach

wejściowych równych: 10, 20, 50, 100 oraz 200 mA przeznaczonych do pomiarów prądu przemiennego w zakresie do 100 kHz. Poprawność modelu potwierdzono wynikami kalibracji bocznika 50 mA w Szwedzkim Narodowym Instytucie Metrologicznym (Research Institutes of Sweden, RISE) [7].

Konstrukcja bocznika współosiowego

Przekrój podłużny bocznika 50 mA, opracowanego przez zespół Katedry Metrologii, Elektroniki i Automatyki na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej, zaprezentowano na rysunku 1. Rezystancja bocznika wynosi 16 Ω , a wartość napięcia wyjściowego przy przepływie nominalnego prądu o wartości 50 mA wynosi 0,8 V. Element rezystywny bocznika ma postać 12 równoległe połączonych rezystorów foliowych VSMP 1206 firmy Vishay o wartości 192 Ω każdy, wykonanych w technologii SMD (ang. *Surface Mount Device*). Ich nominalny temperaturowy współczynnik rezystancji nie przekracza 0,05 $\mu\Omega/(\Omega \cdot K)$ [8]. Rezystory są przylutowane do okrągłej płytki drukowanej o grubości 1,6 mm, o podłożu wykonanym z laminatu szkłano-epoksydowego FR-4 pokrytego folią miedzianą o grubości 35 μm . Płytką drukowaną jest przylutowana bezpośrednio do złącza wyjściowego typu N. Ze względu na charakterystyczną konstrukcję boczniki tego rodzaju nazywane są dyskowymi.



Rys. 1. Szczegóły konstrukcji współosiowego bocznika 50 mA

Prąd z gniazda wejściowego typu N-F doprowadzony jest do rezystorów na płycie drukowanej współosiowym falowodem, którego przewód wewnętrzny wykonany jest z miedzianego drutu o średnicy wynoszącej około 1,8 mm, a zewnętrzny ma postać cylindra zwiniętego z folii miedzianej o grubości 80 μm .

Różnice między poszczególnymi bocznikami wynikają z liczby i wartości zastosowanych rezystorów (tab.1). Liczba i wartości rezystancji rezystorów zostały tak dobrane aby przy przepływie nominalnego prądu napięcie wyjściowe było równe około 0,8 V przy jednoczesnym zmniejszeniu do minimum efektu podgrzewania się rezystorów i towarzyszącej temu zjawisku zmianie ich rezystancji. Przyjęto, iż moc wydzielana na pojedynczym rezystorze przy przepływie prądu nominalnego nie powinna przekroczyć 10% ich mocy znamionowej. Mniejsza wartość mocy wydzielanej w rezystorze poprawia również stabilność czasową rezystancji. Z danych producenta wynika, że przy mocy nominalnej 150 mW w temperaturze otoczenia 70°C względna zmiana rezystancji nie powinna przekroczyć 0,005% rezystancji początkowej, a przy mocy 300 mW zmiana ta nie powinna przekroczyć 0,01% [8].

Tabela 1. Zastosowane liczby i wartości rezystorów w bocznikach

Prąd nominalny bocznika	Liczba rezystorów	Rezystancja	Moc wydzielana na jednym rezystorze
-	-	Ω	mW
10 mA	4	320	2
20 mA	4	160	4
50 mA	12	192	3,33
100 mA	12	96	6,66
200 mA	12	48	13,3



Rys.2. Zdjęcie bocznika współosiowego bez obudowy.

Na rysunku 2 przedstawiono zdjęcie bocznika bez obudowy i bez fragmentu falowodu. Otwór przy złączu typu N, widoczny w zewnętrznej części falowodu, umożliwi przyłutowanie przewodu środkowego i pinu złącza typu N do płytki drukowanej z rezystorami. Obudowę, wykonaną z polilaktidu, technologią druku 3D, skrócono ośmioma śrubami M3 wykonanymi z poliamidu.

Schemat zastępczy bocznika współosiowego

Pierwszy, uproszczony model matematyczny bocznika uwzględniał wpływ falowodu zamodelowanego za pomocą elementów skupionych [9]. W kolejnym, bardziej zaawansowanym modelu, falowód zamodelowano za pomocą parametrów rozłożonych [7]. Dzięki temu istotnie zwiększyła się dokładność wyznaczenia prądowej różnicy transferowej bocznika, zwłaszcza przy wyższych częstotliwościach. Dokładność ta została dodatkowo zwiększona przez zamodelowanie obu gniazd typu N oraz falowodu przy wykorzystaniu modelu o parametrach rozłożonych. Podział schematu zastępczego na poszczególne obszary/sekcje modelowane czwórnikami umożliwia analizę wpływu na różnicę transferową każdego z obszarów osobno. Schemat zastępczy, na podstawie którego powstał model matematyczny bocznika, został przedstawiony na rysunku 3.

Występujące na rys. 3 czwórniki A_I , A_W , A_R , A_D , A_O reprezentują odpowiednio: gniazdo wejściowe, falowód, rezystory, płytkę drukowaną oraz gniazdo wyjściowe. Elementy reprezentowane przez macierze A_I , A_W oraz A_O zamodelowano za pomocą parametrów rozłożonych. Pozostałe elementy zamodelowano za pomocą parametrów skupionych.

Wartości elementów, wchodzących w skład każdej z macierzy, zostały obliczone na podstawie wymiarów geometrycznych, stałych materiałowych lub danych producenta. Wartości parametrów resztkowych rezystorów próbowano zmierzyć za pomocą precyzyjnego mostka RLC Keysight E4980A [10], jednak z uwagi na małą dokładność tego pomiaru przyjęto wartości tych parametrów podane przez producenta [8]. Macierz opisująca cały bocznik jest iloczynem macierzy wszystkich sekcji (4):

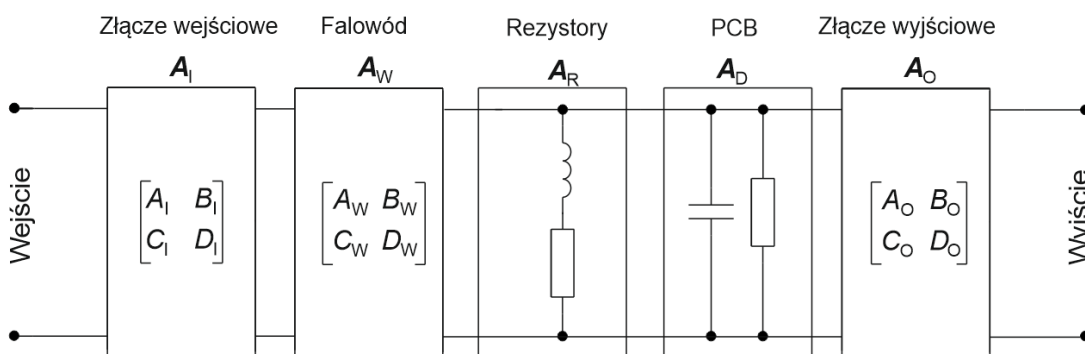
$$(3) \quad A_S = A_I A_W A_R A_D A_O$$

Macierz ta zawiera 4 elementy:

$$(4) \quad A_S = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}.$$

Element a_{21} jest odwrotnością transimpedancji bocznika:

$$(5) \quad Z_T = \frac{1}{a_{21}}$$



Rys. 3. Schemat zastępczy bocznika współosiowego.

Modele elementów o geometrii współosiowej

Z uwagi na współosiową i cylindryczną budowę bocznika, gniazdo wejściowe i wyjściowe typu N oraz falowód można zamodelować w podobny sposób. Jako przykład posłuży współosiowy falowód.

Dielektrykiem wewnątrz falowodu jest suche powietrze, którego przewodność elektryczną przyjęto jako równą 0. Impedancja charakterystyczna takiego falowodu współosiowego cylindrycznego jest równa [11]:

$$(6) \quad Z_c = \sqrt{\frac{Z_i + Z_o + j\omega L_s}{j\omega C}},$$

gdzie Z_i i Z_o to, odpowiednio, impedancje części środkowej (drułu) i części zewnętrznej (rurki) falowodu współosiowego bocznika, L_s to indukcyjność wzajemna części falowodu obliczana ze wzoru:

$$(7) \quad L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} \mu_r \ln(r_2 / r_1),$$

gdzie μ_0 jest przenikalnością magnetyczną próżni, μ_r - względną przenikalnością magnetyczną próżni, r_1 i r_2 oznaczają, odpowiednio, promienie części środkowej falowodu oraz wewnętrzny promień części zewnętrznej falowodu. Pojemność elektryczna C we wzorze (6), obliczana jest ze wzoru:

$$(8) \quad C = \frac{2\pi\epsilon'\epsilon_0}{\ln(r_2 / r_1)},$$

gdzie ϵ' i ϵ_0 oznaczają, odpowiednio, część rzeczywistą zespolonej przenikalności elektrycznej oraz przenikalność elektryczną próżni.

Jak pokazano w [7], impedancje występujące we wzorze (6) są równe:

$$(9) \quad Z_i = \frac{1}{2\pi \cdot r_1} \cdot \frac{\gamma \cdot I_0(\gamma \cdot r_1)}{\sigma \cdot I_1(\gamma \cdot r_1)}$$

oraz

$$(10) \quad Z_o = -\frac{\mu}{2\pi r_2 \sigma} \cdot \frac{I_0(r_2 \gamma) \cdot K_1(r_3 \gamma) + K_0(r_2 \gamma) \cdot I_1(r_3 \gamma)}{I_1(r_2 \gamma) \cdot K_1(r_3 \gamma) - K_1(r_2 \gamma) \cdot I_1(r_3 \gamma)},$$

gdzie σ oznacza przewodność elektryczną, γ - złożoną impedancję falową (liczbę falową), r_3 zewnętrzny promień zewnętrznej części falowodu współosiowego, a I_0 , I_1 , K_0

oraz K_1 oznaczają zmodyfikowane funkcje Bessela odpowiednio pierwszego rodzaju rzędu zerowego, pierwszego rodzaju rzędu pierwszego, drugiego rodzaju rzędu zerowego oraz drugiego rodzaju rzędu pierwszego.

Macierz łączuchowa, reprezentująca cały falowód ma postać:

$$(11) \quad \mathbf{A}_w = \begin{bmatrix} \cosh(k \cdot l) & Z_c \sinh(k \cdot l) \\ \frac{1}{Z_c} \sinh(k \cdot l) & \cosh(k \cdot l) \end{bmatrix}.$$

W celu obliczenia impedancji charakterystycznej gniazd w podobny sposób zamodelowano gniazda wejściowe i wyjściowe typu N [7].

Wyniki obliczeń różnicy transferowej boczników

Z wykorzystaniem wcześniej opisanego modelu matematycznego obliczono różnicę transferową AC-DC bocznika przy wykorzystaniu środowiska MATLAB. Niepewności zostały obliczone na podstawie modelu matematycznego metodą Monte Carlo dla miliona punktów. Założono rozkład równomierny niepewności każdego z parametrów wchodzących w skład modelu. Zakresy z których losowano poszczególne wartości zostały przyjęte na podstawie wartości błędów maksymalnych, z jakimi wyznaczono te parametry. W przypadku bocznika 50 mA analiza niepewności obejmowała pomiary rzeczywistego rezystora 192 Ω oraz rezystancji upływności między ścieżkami. Dla pozostałych boczników nie uwzględniono zmian rezystancji w obrębie zdefiniowanej przez producenta tolerancji. Zmiany rezystancji upływności obliczono w oparciu o dostępne parametry płytki drukowanej. W tabeli 2 przedstawiono wyniki symulacji różnic transferowych AC-DC boczników wraz z obliczonymi niepewnościami.

Wartości różnic transferowych, obliczonych na podstawie modelu matematycznego zostały porównane z wynikami kalibracji prototypu bocznika o prądzie nominalnym 50 mA, zleczone w RISE [7]. Dla pozostałych boczników, obliczone wartości różnic transferowych AC-DC są satysfakcjonujące, a niepewności obliczeń niewielkie.

Największy wpływ na różnicę transferową AC-DC bocznika mają zmiany parametrów rezystorów oraz długość falowodu. Wydłużenie falowodu o 10% skutkuje zwiększeniem się wartości różnicy transferowej o 2 $\mu\Omega/\Omega$.

Tabela 2. Wyniki obliczeń różnicy transferowej AC-DC boczników oraz jej niepewności

f	10 mA		20 mA		50 mA		100 mA		200 mA	
	δ	U(δ) (k=2)	δ	U(δ) (k=2)	δ	U(δ) (k=2)	δ	U(δ) (k=2)	δ	U(δ) (k=2)
kHz	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$	$\mu\Omega/\Omega$
0,01	0	2	0	1	0	0,01	0	10	0	20,1
1	-0,05	2	-0,04	1	-0,06	0,03	-0,06	10	-0,06	20,1
10	-0,57	2	-0,4	1	-0,6	0,2	-0,62	10	-0,62	20,1
30	-1,75	2,1	-1,11	1,1	-1,9	0,6	-1,93	10	-1,98	20,1
50	-2,98	2,5	-1,7	1,3	-3,2	1	-3,31	10,1	-3,43	20,1
70	-4,22	2,5	-2,19	1,5	-4,6	1,5	-4,74	10,1	-4,96	20,1
100	-6,13	2,8	-2,78	1,8	-6,7	2,2	-6,97	10,3	-7,41	20,2

Podsumowanie

W artykule przedstawiono konstrukcję, model matematyczny oraz wyniki obliczeń różnicy transferowej współosiowych boczników dyskowych do pomiaru prądu w zakresie DC – 100 kHz. Największa bezwzględna wartość różnicy transferowej dla boczników nie przekracza $8 \mu\Omega/\Omega$ przy 100 kHz.

Dla częstotliwości większych od 100 kHz wymagane jest opracowanie nowego typu bocznika, ze względu na wpływ parametrów resztkowych oraz sprzężenia magnetycznego między obwodem prądowym i napięciowym. Wpływ tego zjawiska nie jest istotny dla niższych częstotliwości.

Praca została częściowo sfinansowana ze środków Narodowego Centrum Nauki (projekt o nr 2020/37/B/ST7/00057).

Autorzy: mgr inż. Maciej Malinowski,

Email: maciej.malinowski@polsl.pl;

Dr inż. Krzysztof Kubiczek, Stypendysta korzystający ze wsparcia finansowego Fundacji na rzecz Nauki Polskiej (FNP)

Email: Krzysztof.kubiczek@polsl.pl

prof. dr hab. inż. Marian Kampik,

Email: marian.kampik@polsl.pl;

Politechnika Śląska, Katedra Metrologii, Elektroniki i Automatyki,
ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice,

LITERATURA

- [1] A40B Series Precision Current Shunts, Technical Data, Fluke Calibration, Pub_ID: 11478-eng, rev 03.
- [2] Filipski P. S., Boecker M., AC-DC current shunts and system for extended current and frequency ranges, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol 55, no.4, 1222-1227, 2006, DOI: 10.1109/TIM.2006.876535
- [3] Funck T., Spiegel T., AC-DC Disk Resistors Made of Surface Mount Components, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* vol. 66, no.6, pp. 1454-1458, 2017. DOI: 10.1109/CPEM.2016.7540758
- [4] Lind K., SØrsdal T., Slinde H., Design, Modeling, and Verification of High-Performance AC-DC Current Shunts From Inexpensive Components, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 57, no. 1, 176-181, Jan. 2008 DOI: 10.1109/TIM.2007.908602
- [5] Kyriazis G., Souza R. M., Yasuda E. S., Di Lillo L., Modeling the AC-DC Transfer Difference of Wideband Cage-Type Current Shunts, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* vol. 69, no. 7, 4436-4444, July 2020. DOI: 10.1109/TIM.2019.2944012
- [6] Zachovalova V., Sira M., Bednar P., Maslan S., New generation of cage type current shunts developed using model analysis, *ACTA-IMEKO* vol. 4, pp. 59-64, 2015. DOI: http://dx.doi.org/10.21014/acta_imeko.v4i3.250
- [7] Malinowski M., Kubiczek K., Kampik M.: A precision coaxial current shunt for current AC-DC transfer, *Measurement*, vol. 176, 109126, 2021
- [8] Vishay Precision Group Inc.: Ultra High Precision Foil Wraparound Surface Mount Chip Resistor Datasheet 4128-EN. Rev. 04-Mar-2020
- [9] Malinowski M., Kampik M., Grzenik M., Kubiczek K. and Dudzik K.: A Wideband Current Shunt, *2020 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM)*, Denver, CO, USA, 1-2, 2020
- [10] Malinowski M., Kampik M., Musioł K.: Software for automation of measurements with Keysight E4980A LCR meter. *Measurement systems in research and in industry. 13th Scientific conference*, Zielona Góra, 2020
- [11] Bakshi U., Bakshi A., Transmission lines and waveguides, *Technical Publications Pune*, 2008.