

*elektrometria, przetwornik logarytmujący,
bardzo mały prąd, bardzo duża rezystancja,*

Piotr MADEJ*

OŚMIODEKADOWY PRZETWORNIK LOGARYTMUJĄCY DO ELEKTROMETRII

Przetworniki logarytmujące o dwóch wejściach mogą w elektrometrii służyć do porównań i pomiarów bardzo małych prądów i bardzo dużych rezystancji. Podstawowe ich zalety to kompresja dynamiki sygnału i możliwość eliminacji przełączania zakresów a także zmniejszenie części błędów. Przeprowadzono badania zbudowanego przez autora modelu takiego przetwornika a opracowanie dotyczy analizy wyników pod kątem przyszłych prac w tym temacie. Prądowy zakres pracy przetwornika to 1 pA–100 μ A, rozdzielczość 0,6% a czułość nie gorsza od 0,1 pA. Zakres pracy dla rezystancji przy napięciu 100 V to 1 M Ω –100 T Ω , a poziom rozróżniany powyżej 1 P Ω . Przy przetwarzaniu dwóch prądów z niezależnych źródeł dopuszczalny ich stosunek może mieć w praktyce 10^{-5} – 10^5 , a rezystorów nawet 10^{-9} – 10^9 przy przedziale przykładanych do nich napięć (0,1–1000) V.

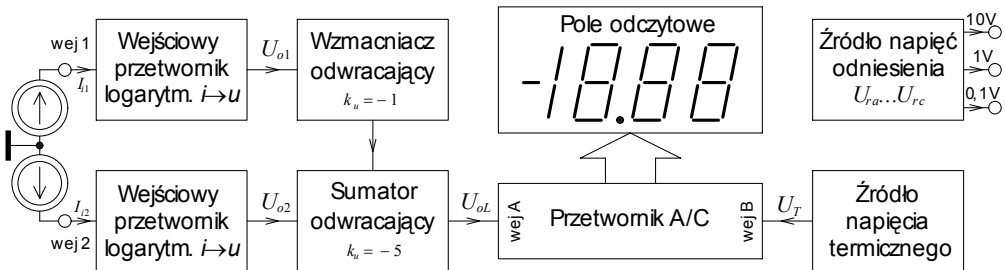
1. STRUKTURA PRZETWORNIKA

Przetwornik wykonano w wersji układu z sumatorem odwracającym ([4]). Uznano, że jest to rozwiązanie bardziej uniwersalne i dokładniejsze od zazwyczaj proponowanych w literaturze [1, 3, 5, 6]. Przyjęto, że racjonalnym rozwiązaniem jest model przetwornika logarytmującego z dodatkowym wyjściowym przetwornikiem analog/cyfra i cyfrowym polem odczytowym oraz źródłami napięciowymi niezbędnymi do pracy, a także do sprawdzania właściwości przyrządu. Jest to tym samym praktycznie samodzielne urządzenie, wymagające jedynie zasilania sieciowego lub bateryjnego; to ostatnie pozwala stosować przetwornik nie mający połączenia z masą lub z ziemią, co jest szczególnie cenne w badaniach izolacji obiektów uziemionych jednostronnie [3].

Najważniejszymi blokami przetwornika (rys. 1) są dwa wejściowe układy logarytmujące, ze wspólną scaloną parą tranzystorów. Decydują one o czułości, dokładności

* Politechnika Wroclawska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, 50-372 Wrocław, ul. Smoluchowskiego 19, e-mail: piotr.madej@pwr.wroc.pl

i zakresie przetwarzania przyrządu. Mają jednakową strukturę (rys. 2); przetwarzają dodatnie, czyli wpływające wejściowe prądy na ujemne wyjściowe napięcia.



Rys. 1. Struktura przetwornika do logarytmowania stosunku wejściowych prądów, z odczytem cyfrowym i dodatkowymi źródłami napięciowymi

Fig. 1. The structure of the converter to make logarithm of the input currents ratio, with digital readout and additional sources of voltages

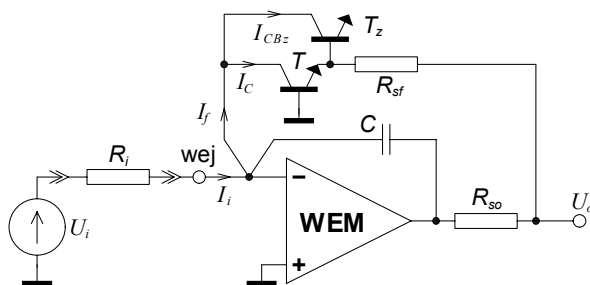
Wzmacniacz odwracający o wzmocnieniu $k_u = -1$ V/V zmienia napięcie U_{o1} na dodatnie a sumator odwracający daje na wyjściu napięcie U_{oL} proporcjonalne do różnicy napięć U_{o1} i U_{o2} , czyli w rezultacie proporcjonalne do logarytmu ze stosunku wejściowych prądów I_{i2} do I_{i1} . Napięcie U_{oL} jest wprowadzone na wejście A przetwornika analog/cyfra o podwójnym całkowaniu a na wejście B jest wprowadzone napięcie U_T ze specjalnego źródła, znamienne liniową zależnością od bezwzględnej temperatury T otoczenia scalonej pary tranzystorów w wejściowych przetwornikach. Na cyfrowym polu odczytowym, sprzężonym z przetwornikiem analog/cyfra wyświetlany jest dziesiętny logarytm ze stosunku prądów I_{i2}/I_{i1} , pomnożony przez cztery.

Źródło napięć odniesienia o trzech wyjściach 0,1/1/10 V umożliwia wytworzenie jednego z prądów wejściowych jako prądu odniesienia, za pomocą dodatkowego rezystora; np. napięcie 1 V i rezystor 100 M Ω dadzą prąd $I_{i1} = 10$ nA. Można wtedy wykonać przyrząd jako logarytmujący miernik prądu I_{i2} .

Przyrząd o takiej strukturze służy także do przetwarzania stosunku rezystancji rezystorów. Wejściowe prądy są w tym przypadku wytworzone przez źródła napięciowe i szeregowe rezystory w oczkach wejściowych, jak na rys. 2. Napięcia źródeł są współczynnikami wagowymi odwrotności rezystancji. Ta właściwość umożliwia zwiększenie zakresu przetwarzanego stosunku rezystancji w stosunku do zakresu stosunku prądów, o zakres stosunku napięć w obu oczkach, np. o cztery dekady przy zakresie napięć (0,1–1000) V. Napięcia z wewnętrznego źródła odniesienia oraz zestaw zewnętrznych rezystorów o znanych wartościach, włączanych do wejściowych oczek umożliwiają sprawdzenie całego zakresu przetwarzania prądów.

1.1. WEJŚCIOWE UKŁADY LOGARYTMUJĄCE

Przetworniki logarytmujące wejściowe prądy zbudowano z tranzystorem T w połączeniu transdiodowym (rys. 2 [5, 6]), włączonym w pętlę ujemnego sprzężenia zwrotnego, do wejścia odwracającego operacyjnego wzmacniacza elektrometrycznego WEM. Sprzężenie jest typu napięciowo-równoległego, co oznacza, że wynikiem przetwarzania dodatniego (wpływającego) prądu I_i jest wyjściowe ujemne napięcie U_o . Takie włączenie tranzystora, jednakowe w obu wejściowych stopniach z rys. 1, zapewnia dobrą jakość logarytmowania i zgodność parametrów w największym zakresie prądów przy zastosowaniu scalonej pary tranzystorów. Źródło wejściowego prądu zastąpiono na rys. 2 źródłem napięciowym o U_i i rezystorem o R_i ; układ w takiej konfiguracji jest sprawdzany oraz pracuje przy przetwarzaniu stosunku rezystancji.



Rys. 2. Wejściowy przetwornik prądu na napięcie, logarytmujący i odwracający; wejściowy prąd dodatni, wyjściowe napięcie ujemne. WEM – operacyjny wzmacniacz elektrometryczny

Fig. 2. The input current to voltage logarithmic converter; input current positive, output voltage negative. WEM – operational electrometric amplifier

Złącze BC tranzystora zabezpieczającego T_z pracuje przy wypływie prądu (ujemnym prądzie) z wejścia. Jest to stan awaryjny; nie wymaga się w tym przypadku określonych parametrów przetwarzania. Elementy R_{sf} , R_{so} , C zapewniają stabilności w całym przewidywanym zakresie pracy układu a ponadto ograniczają pasmo zakłóceń. Spadek napięcia na R_{sf} może mieć znaczenie przy największych wejściowych prądach a prąd upływu zatkanego złącza BC tranzystora T_z – przy najmniejszych.

2. PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI TEORETYCZNE

Podstawowe zależności dla układu z rys. 2, przy założeniu pomijalności wejściowego napięcia różnicowego i wejściowej rezystancji WEM przedstawiono poniżej:

$$U_{BE} + I_f R_{sf} \approx -U_o, \quad I_f = \frac{U_i - U_{io}}{R_i} - I_{ib-} = I_C + I_{CBz}, \quad (1)$$

$$I_C \approx I_S \left[\exp\left(\frac{U_{BE} - I_C r_E}{M \varphi_T}\right) - 1 \right] \quad \text{dla tranzystora } T \text{ przy } U_{CB} \approx 0, \quad (2)$$

gdzie: U_{BE} – spadek napięcia między końcówkami baza–emiter tranzystora T ,

I_C – prąd kolektora tranzystora T ,

I_{CBz} – wsteczny prąd złącza BC tranzystora zabezpieczającego T_z ,

I_S – wsteczny prąd nasycenia złącza BE tranzystora T ,

M – tzw. emisyjność złącza BE tranzystora T , współczynnik bardzo bliski 1,

φ_T – potencjał elektrotermiczny = $k \cdot T/e$, gdzie k – stała Boltzmana,

e – ładunek elementarny, T – temperatura w Kelwinach,

$\varphi_T \approx 25,85$ mV przy $T = 300$ K,

U_{io} – wejściowe napięcie niezrównoważenia WEM,

I_{ib-} – prąd polaryzacji wejścia odwracającego WEM,

r_E – składnik stały (tzw. omowy) rezystancji złącza BE tranzystora T .

W zależności od stopnia wpływu poszczególnych źródeł błędu, prądowy obszar pracy układu można podzielić na trzy zakresy, z odpowiednimi zależnościami (3–5), wyprowadzonymi z (1) i (2), przy czym w nich U_i/R_i to $\approx I_i$. Taka tożsamość będzie wykorzystywana w następnych związkach matematycznych, zależnie od potrzeby. Tak więc dla jednego stopnia wejściowego przetwornika:

zakres dużych prądów, powyżej kilku μA

$$U_o \approx -M \varphi_T \ln \left[\frac{U_i}{R_i I_S} \left(1 - \frac{U_{io}}{U_i} \right) \right] - \frac{U_i}{R_i} (r_E + R_{sf}), \quad (3)$$

zakres średnich prądów, od dziesiątek pA do kilku μA

$$U_o \approx -M \varphi_T \ln \left[\frac{U_i}{R_i I_S} \left(1 - \frac{U_{io}}{U_i} \right) \right], \quad (4)$$

i zakres najmniejszych prądów, poniżej dziesiątek pA

$$U_o \approx -M \varphi_T \ln \left[\frac{U_i}{R_i I_S} \left(1 - \frac{U_{io}}{U_i} \right) - \frac{I_{ib-} + I_{CBz}}{I_S} + 1 \right]. \quad (5)$$

We wszystkich zakresach napięcie U_{io} niezrównoważenia WEM może być źródłem błędu, w zależności od rzeczywistego lub zastępczego napięcia, gdy dołączono źródło prądowe w wejściowym oczku (rys. 2, zal. (3)–(5)). Jego wpływ jest multiplikatywny w stosunku do wejściowego prądu. W zakresie dużych prądów (3) rosnący udział w błędzie mają rezystancje r_E i R_{sf} , szeregowo ze złączem baza–emiter tranzystora T ,

dające w iloczynie z wejściowym prądem efekt adytywny w wyjściowym napięciu U_o . Natomiast w zakresie bardzo małych prądów (5) prąd I_{ib} polaryzacji wejścia WEM i wsteczny prąd I_{CBz} tranzystora zabezpieczającego dają błąd adytywny w wejściowym prądzie układu. Dodatkowe źródło błędu to 1; ostatni składnik nawiasu kwadratowego w (5), adytywny dla stosunku wejściowego prądu i wstecznego prądu nasycenia I_S . Jak wynika z (5), możliwa jest wzajemna, przynajmniej częściowa kompensacja tych składników błędu, w stopniu zależnym od wartości wymienionych prądów oraz znaku prądu polaryzacji I_{ib} . Jeszcze jednym źródłem błędów działania układu jest temperatura, od której liniowo zależy potencjał elektrotermiczny φ_T a wykładniczo – wsteczny prąd nasycenia I_S .

Wyróżnione w zależnościach (3)–(5) przyczyny błędów dotyczą tylko jednego wejściowego przetwornika. Jednak wynik końcowy ich istnienia jest inny, ze względu na następne operacje analogowe i cyfrowe, wykonywane przez bloki układu.

Napięcia wyjściowe U_{o1} i U_{o2} , wyniki przetwarzania z wejściowych przetworników, przez wzmacniacz odwracający i sumator odwracający dają efekt napięciowy U_{oL} , doprowadzony na wejście A przetwornika analog/cyfra, znamionowo równy:

$$U_{oL} = 5\varphi_T \ln \frac{I_{i2}}{I_{i1}}. \quad (6)$$

W układzie rzeczywistym szereg niedokładności składa się na błąd przetwarzania. Najwygodniej te składniki błędu opisać w jednakowy sposób, np. jako błąd względny stosunku wejściowych prądów I_{i2}/I_{i1} . Nie uwzględniono tutaj oczywistych źródeł błędów, jak niedokładność źródeł napięciowych U_i i rezystorów R_i lub niedokładności ich pomiaru przy sprawdzaniu urządzenia. Przy analizie pominięto interakcję błędów, czyli błędy drugiego rzędu, np. oddzielnie podano zależności na błąd od asymetrii wartości emisyjności M w tranzystorach scalonej pary i od jej wartości różnej od 1.

Napięcia niezrównoważenia wejść obu WEM dają składniki błędu względnego, zależne od napięć źródeł w wejściowych oczkach, natomiast praktycznie niezależne od wartości prądów wejściowych i ich stosunku:

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(U_{io}) \approx \frac{U_{io1}}{U_{i1}} - \frac{U_{io2}}{U_{i2}}. \quad (7)$$

Wartość emisyjności złącza M , różna od jedności, ale jednakowa w obu wejściowych stopniach powoduje błąd względny:

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(M) \approx (M - 1) \ln \frac{I_{i2}}{I_{i1}}, \quad (8)$$

natomiast asymetria emisyjności złączy tranzystorów w obu wejściowych stopniach jest źródłem błędu zależnego od wartości prądu w wejściu nr 1:

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(M_1/M_2) \approx \left(1 - \frac{M_1}{M_2}\right) \ln \frac{I_{i1}}{I_S}. \quad (9)$$

Asymetria wstecznych prądów nasycenia złączy tranzystorów daje błąd w całym zakresie pracy układu:

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(I_{S1}/I_{S2}) \approx \frac{I_{S1}}{I_{S2}} - 1. \quad (10)$$

Autor po zbadaniu właściwości grupy scalonych par tranzystorów, przewidywanych do zastosowania w opisywanym urządzeniu, stwierdził istnienie związku między asymetrią parametrów M i I_S w parze przy pracy transdiodowej. Zależność ta ma postać przybliżoną

$$\frac{I_{S1}}{I_{S2}} \approx 15 \frac{M_1}{M_2} - 14, \quad (11)$$

z której wynika, że dobrej symetrii jednego parametru towarzyszy także dobra symetria drugiego, a ewentualne niesymetrie mają taki sam kierunek i prądowa jest znacznie większa. To pozwala wnioskować o częściowej kompensacji błędów z zależności (9), (10), szczególnie przy stałym prądzie I_{i1} . Jednak problemem może być w tym przypadku wykładnicza zmiana prądu I_S z temperaturą w zależności (9).

W zakresie najmniejszych prądów w wejściu nr 2 zasadniczy wpływ na błąd mają prądy wsteczne nasycenia tranzystorów, prądy wsteczne tranzystorów zabezpieczających oraz prądy polaryzacji odwracających wejść WEM w obu stopniach. Opis wpływu wymienionych składników nie jest prosty, dlatego ograniczono się do dwóch typowych przypadków:

a) prąd odniesienia w wejściu nr 1 jest rzędu nanoamperów, prąd wejścia nr 2 jest znacznie mniejszy od niego, rzędu pikoamperów i mniej, a błąd względny wtedy

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(I_S, I_{ib}, I_{CBz})_a \approx \frac{I_{S2} - I_{ib-2} - I_{CBz2}}{I_{i2}}, \quad (12)$$

b) prądy w obu wejściach są praktycznie identyczne, $I_i = I_{i2} \approx I_{i1}$, małe, rzędu pikoamperów i mniej, np. wtedy, gdy przetwornik pracuje w układzie komparacyjnym i w takim przypadku błąd względny

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(I_S, I_{ib}, I_{CBz})_b \approx \frac{(I_{S2} - I_{S1}) + (I_{ib-1} - I_{ib-2}) + (I_{CBz1} - I_{CBz2})}{I_i}, \quad (13)$$

a więc jest szansa na częściową wzajemną kompensację składników tego błędu, tym większa, im bardziej symetryczne będą parametry elementów w obu wejściowych stopniach. Przy dużej wartości tego błędu istotnym może stać się jego zależność od tempe-

ratury; każdy ze składników licznika w zależności (13) zależy wykładniczo od temperatury.

W zakresie największych prądów, rzędu mikroamperów, wystąpi błąd, zależny od różnicy składników związanych ze stałymi szeregowymi rezystancjami, takimi jak w zależnościach (1), (3):

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(r_E, R_{sf}) \approx \frac{I_{i2}(r_{E2} + R_{sf2}) - I_{i1}(r_{E1} + R_{sf1})}{\varphi_T}, \quad (14)$$

i przy zbliżonych wartościach prądów wejściowych oraz prawie symetrycznych stopniach wejściowych będzie bliski zera. Znacznie gorzej będzie przy dużej różnicy między prądami, gdy np. I_{i1} jako referencyjny ma wartość rzędu nanoamperów. Błąd osiąga największą wartość, bo wtedy praktycznie drugiego, ujemnego składnika licznika w (14) nie ma:

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(r_{E2}, R_{sf2}) \underset{I_{i2} \gg I_{i1}}{\approx} \frac{I_{i2}(r_{E2} + R_{sf2})}{\varphi_T}. \quad (15)$$

Błąd z zależności (14) i (15) maleje nieco ze wzrostem temperatury, co jest skutkiem liniowo zależnego od temperatury potencjału elektrotermicznego w mianowniku.

Linioowe stopnie analogowe: wzmacniacz odwracający i sumator odwracający, wykonane na precyzyjnych wzmacniaczach operacyjnych ze starannie dobranymi rezystorami do pętli sprzężenia zwrotnego nie wprowadzają istotnego błędu w działaniu urządzenia. Zastosowany na końcu toru przetwarzania sygnału przetwornik analog/cyfra ma nie tylko za zadanie ułatwić, łącznie z polem odczytowym, posługiwanie się urządzeniem. Znacznie istotniejszą przesłanką zastosowania tego przetwornika jest eliminacja potencjału elektrotermicznego, występującego m.in. w zależności (6) i powodującego błąd temperaturowy wyniku rzędu 0,33%/deg. Jest to inne rozwiązanie od zalecanych w literaturze ([1, 2, 5, 6]), ale równie skuteczne. Wynik pracy urządzenia, eksponowany na cyfrowym polu odczytowym jest opisany znamionową zależnością

$$N = 10 \frac{U_{oL}}{U_T} = 10 \frac{11,51 \varphi_T \log \frac{I_{i2}}{I_{i1}}}{A \cdot T} = 10 \frac{11,51 \varphi_T \log \frac{I_{i2}}{I_{i1}}}{B \cdot \varphi_T} = C \cdot \log \frac{I_{i2}}{I_{i1}}, \quad (16)$$

gdzie: N – wynik cyfrowy na polu odczytowym, z przecinkiem, maksimum $\pm 19,99$,

A, B, C – stałe, zależne od parametrów źródła napięcia termicznego (rys. 1).

Stałe w zależności (16) tak dobrano, budując blok źródła napięcia U_T , aby przy stosunku $10^{\pm 1}$ wejściowych prądów wynik na polu odczytowym był $\pm 4,00$. Rozdzielczość odczytu z pola 0,01 odpowiada błędowi dyskretyzacji stosunku prądów

$$\delta_{I_{i2}/I_{i1}}(\text{dyskr}) = 0,58\%. \quad (17)$$

Na takim też poziomie jest niedokładność zastosowanego przetwornika analog/cyfra. Przy analizie wyników badania urządzenia ten poziom przyjęto za istotny dla wyróżnienia obecności lub pomijalności innych błędów.

Przedstawione w tym punkcie zależności dotyczą w głównej mierze błędów systematycznych i to często spowodowanych przyczynami częściowo skorelowanymi. Dlatego nie zdecydowano się na końcowe ich podsumowanie za pomocą budżetu niepewności.

3. WYNIKI BADAŃ URZĄDZENIA

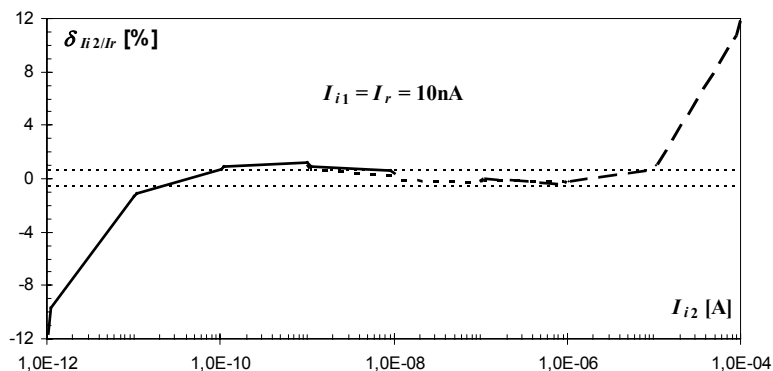
Podstawowe badania wykonano w dobrze ustalonej temperaturze wnętrza obudowy przetwornika, tj. po około 1 godzinie od załączenia napięć zasilania. Przykładowo przy zewnętrznej temperaturze 25,2 °C wewnętrzna ustalona temperatura to 34,8 °C. Wartości napięć ze źródła odniesienia i źródła termicznego (rys. 1) podano w tab. 1.

Tabela 1. Wartości napięć z wewnętrznych źródeł, temperatura zewnętrzna $\vartheta_a = 25,2$ °C
Table 1. Voltages from the internal sources, an external temperature $\vartheta_a = 25.2$ °C.

Wielkość	Wartość znamionowa [V]	Wartość zmierzona [V]	Odchyłka względna [%]
U_{ra}	10	9,9997 V	$-3 \cdot 10^{-3}$
U_{rb}	1	0,99999 V	$-1 \cdot 10^{-3}$
U_{rc}	0,1	0,100004 V	$+4 \cdot 10^{-3}$
U_T	–	0,76038 V	–

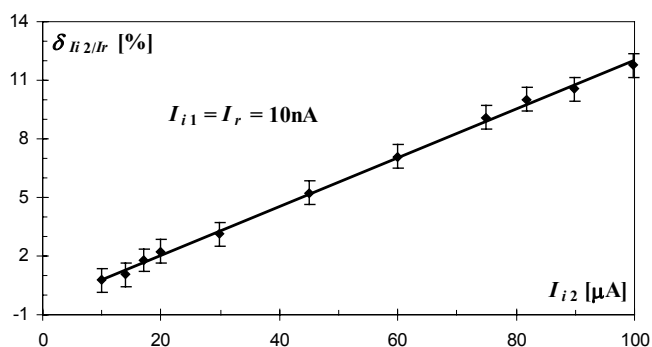
Z pozostałych wykonanych badań zaprezentowano te, które najlepiej – syntetycznie charakteryzują właściwości urządzenia. Na rysunku 3 pokazano zależność błędu względnego stosunku prądów, obliczonego na podstawie wskazań pola odczytowego, od zmian prądu w wejściu 2, przy stałym prądzie o wartości 10 nA w wejściu 1, traktowanym jako wejście odniesienia. Zależność złożono z trzech serii badań, co wyróżniono różnymi liniami na wykresie. Wyraźny jest podział całej zależności na trzy zakresy. W środkowej części, od 10 pA do 10 μ A, czyli dla stosunku prądów wejściowych od 10^{-3} do 10^3 błąd nie przekracza poziomu około 1%, czyli nieco ponad poziom dyskretyzacji 0,58 %, zaznaczony cienkimi równoległymi liniami na wykresie. W zakresie najmniejszych prądów, od 1 pA do 10 pA, czyli przy stosunku prądów 10^{-4} – 10^{-3} widać wyraźny wpływ błędu opisanego zależnością (12), co jest oczywiste, ale też, co mniej oczywiste, jest wpływ błędu z (7), bowiem w tym zakresie napięcie wejściowe U_{i2} było (10–100) mV i w związku z tym znaczący wpływ napięcia

niezrównoważenia WEM w tym wejściu. W trzecim zakresie, wartości prądu (10–100) μA w wejściu 2, czyli dla stosunku prądów 10^3 – 10^4 , znamienny jest wzrost błędu wywołanego szeregowymi rezystancjami $r_{E2} + R_{s2}$ w pętli sprzężenia WEM, według zależności (15).



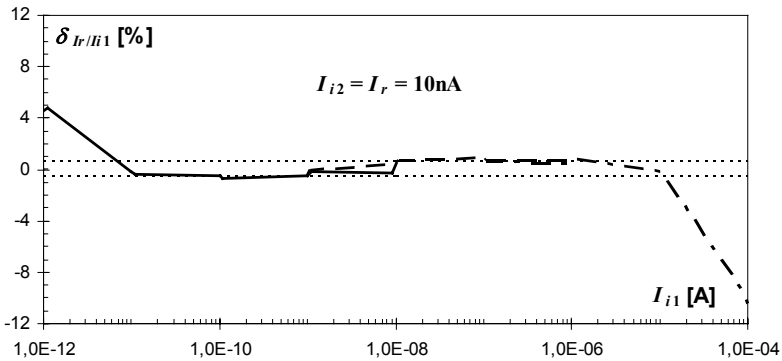
Rys. 3. Błąd od prądu wejścia 2 z prądem odniesienia wejścia 1 o wartości 10 nA
 Fig. 3. The error as a function of the current input 2 and a reference current 10 nA at input 1

Przewidywany w tej zależności przebieg zmienności błędu od wartości prądu pozornie nie jest zgodny z tym, co widać na rys. 3. Wynika to z dziesiątego skoku między punktami pomiarowymi w badaniach. Zagęszczenie punktów mogłoby potwierdzić teorię. Zrobiono to i wyniki pokazano na rys. 4, wraz z błędem dyskretyzacji.



Rys. 4. Błąd przy dużym prądzie w wejściu 2 i prądzie odniesienia 10 nA w wejściu 1
 Fig. 4. The error as a function of the high current at input 2 and a reference current 10 nA at input 1

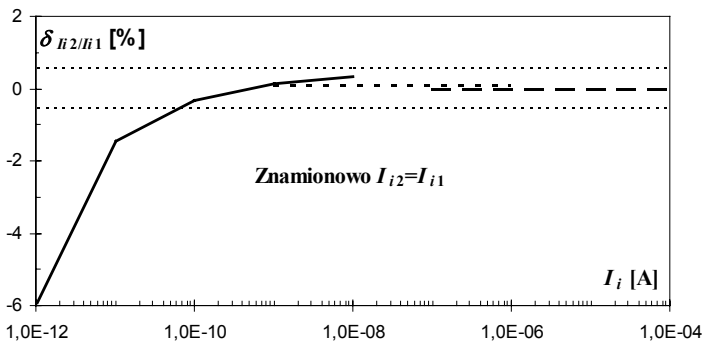
Teraz, przy obu liniowych skalach, wyraźnie widać potwierdzenie zależności (15).



Rys. 5. Błąd od prądu wejścia 1 ze stałym prądem wejścia 2 – prądem odniesienia 10 nA
 Fig. 5. The error as a function of the current input 1 and a reference current 10 nA at input 2

Odwrócenie roli obu wejść urządzenia i powtórzenie badań dało wyniki zilustrowane na rys. 5. Środkowa część wykresu ma kształt praktycznie podobny do tego samego odcinka na rys. 3, natomiast błędy na krańcach wykresu mają przeciwne znaki niż poprzednio, co wynika z odwrócenia roli wejść przy takim samym zdefiniowaniu błędu, a dodatkowo przy najmniejszych prądach błąd jest około dwa razy mniejszy. Ten ostatni efekt jest przypadkowy i świadczy o lepszej jakości wejścia nr 1 przy małych prądach. W zakresie dużych prądów moduł błędu na obu rysunkach, 3 i 5 jest praktycznie taki sam, z czego wynika bardzo zbliżony poziom szeregowych rezystancji w obu wejściowych stopniach. Po dokładniejszej analizie stwierdzono, że w obu stopniach dominującym składnikiem tej rezystancji jest R_{sf} .

Wyniki dla przypadku jednakowych prądów w obu wejściach obrazuje rys. 6.



Rys. 6. Błąd przy jednakowych prądach wejściowych
 Fig. 6. The error as a function of the equal input currents

Nastąpiła tu praktycznie całkowita kompensacja błędów przy dużych prądach (10–100) μA , zgodnie z przewidywaniem opisanym zależnością (14), co świadczy

o praktycznej równości wartości szeregowych rezystancji w obu wejściowych blokach. Kompensacja błędu przy małych prądach (1–10) pA, przewidziana w zależnościach (13) oraz (7) jest tylko częściowa, wskutek znacznie większych rozrzutów wartości składników w tych zależnościach.

Zbadano także czułość układu na zmianę wartości prądów o 10% przy każdym ze znamionowych punktów pomiarowych. Wyniki były zadowalające; przy najmniejszych prądach czułość jest lepsza od 0,1 pA.

Badano błąd temperaturowy wskazania o wartości znamionowej 8,00, czyli dla stosunku prądów 100, spowodowany zmianą o 6 deg temperatury otoczenia i stwierdzono, że nie przekracza on rozdzielczości wskazań, około 0,6%, a więc $\leq 0,1\%/deg$. Wyznaczone w tych warunkach współczynniki temperaturowe wewnętrznych napięć odniesienia były $\leq 2 \cdot 10^{-3}\%/deg$. Zmiana temperatury wnętrza w trakcie nagrzewania się urządzenia od chwili załączenia zasilania wynosi około 10 deg. Ten stan niestabilny trwa około 1/2 h. Posługiwanie się urządzeniem w tym czasie może spowodować dodatkowy błąd na poziomie 1% stosunku prądów wejściowych, tj. do dwóch jednostek dyskretyzacji (0,02 na polu odczytowym). Błąd wewnętrznych napięć odniesienia jest w tym czasie nie większy od 0,02%, czyli nieznaczący w stosunku do błędów wskazań.

4. WNIOSKI

Dodanie przetwornika analog/cyfra i źródeł napięciowych do różnicowego układu logarytmującego okazało się dobrym rozwiązaniem, znacznie ułatwiającym wykorzystanie i sprawdzanie urządzenia. Za szczególnie istotne należy uznać przetwarzanie analog/cyfra z uzależnionym temperaturowo napięciem odniesienia; likwiduje ono wpływ zależnego temperaturowo potencjału elektrotermicznego na wynik logarytmowania. W badanej wersji elektrometryczny przetwornik logarytmujący ma funkcję przetwarzania stosunku wejściowych prądów

$$N = 4,00 \cdot \log \frac{I_{i2}}{I_{i1}}, \quad (18)$$

o rozdzielczości odczytu 0,01 jednostki, co odpowiada około 0,6% stosunku prądów. Teoretycznie zakres odczytu to prawie $\pm 20,00$ jednostek, co odpowiada stosunkom prądów $1-10^{\pm 5}$. Optymalna wartość prądu odniesienia przy przetwarzaniu jednego prądu to 10 nA, przy czym w zbadanym egzemplarzu celowe jest w tym przypadku wykorzystanie jako zewnętrznego wejścia nr 1. Jest to uzasadnione mniejszymi błędami przy najmniejszych prądach; potwierdzają to wykresy z rys. 5 i rys. 3.

W przyszłych pracach za celową można uznać próbę zmniejszenia błędu przy dużych przetwarzanych prądach przez zmniejszenie rezystora przeciwwzbudzeniowego R_{sf} (rys. 2), nie należy jednak zwiększać ryzyka niestabilnej pracy.

Przetwornik pracuje z błędami do około 1% w zakresie stosunku prądów $1-10^{\pm 3}$ przy stałym prądzie odniesienia 10 nA. Odpowiada to zakresowi prądu wejściowego 10 pA–10 μ A. Dopuszczenie błędu do około 10% zwiększa te zakresy do odpowiednio $1-10^{\pm 4}$ i 1 pA–100 μ A. Czulość przy najmniejszych przetwarzanych prądach jest lepsza od 0,1 pA, co można wykorzystać przy pomiarach przyrostowych.

W przypadku przetwarzania stosunku rezystancji dodatkowym stopniem swobody jest stosunek napięć, przyłożonych do rezystorów. Zależność (18) ma teraz postać

$$N = 4,00 \cdot \log \left[\frac{R_{i1}}{R_{i2}} \cdot \frac{U_{i2}}{U_{i1}} \right]. \quad (19)$$

Przy maksymalnym teoretycznym zakresie stosunku prądów do $10^{\pm 5}$ zakres stosunku rezystancji może sięgać do $10^{\pm 9}$ przy stosowaniu napięć z zakresu (0,1–1000) V. Daje to duże możliwości wykorzystanie takiego bezobsługowego układu do badania rezystancji izolacji, np. maszyn elektrycznych uziemionych jednostronnie ([3]). Przy ustalonym prądzie odniesienia 10 nA (np. źródło 1 V i rezystor 100 M Ω) i napięciu 100 V przyłożonym do badanego rezystora, jego wartość może być w przedziale 10 M Ω –10 T Ω przy dopuszczalnym błędzie do 1% oraz 1 M Ω –100 T Ω przy błędzie do 10%. Poziom rozróżnianej rezystancji jest w tym przypadku powyżej 1 P Ω . Przy napięciu 1 kV odpowiednie, krańcowe wartości rosną dziesięciokrotnie, czyli np. rozróżniana rezystancja jest nie mniejsza od 10 P Ω .

Podstawowa zaleta zbudowanego i zbadanego urządzenia to brak konieczności obsługi przy pracy; nie tylko chodzi tu, o manualną obsługę, ale także o wyeliminowanie automatyki zakresów, co w elektrometrii jest kolosalną zaletą. Zastosowanie izolowanego przesyłania danych (transoptor lub sygnał radiowy) oraz zasilania bateryjnego pozwala na wykorzystanie urządzenia jako odizolowanego od ziemi, do badania obiektów połączonych trwale z uziemieniem.

Przewidywane miejsce zastosowania urządzenia to laboratorium badawcze o profilu elektrometrycznym. Wersja o zminimalizowanym prądzie zasilania (zasilanie bateryjne, niewielkie nagrzewanie wnętrza) może być wykorzystana do badań stanu izolacji maszyn i urządzeń elektrycznych w zakładach przemysłowych.

LITERATURA

- [1] ACHARYA Y.B., AGGARWAL A.K., *Logarithmic current electrometer using light emitting diodes*, Meas. Sci. Technol., 7, 1996, 151–156.
- [2] ERICSON M.N., FALTER K.G., ROCHELLE J.M., *A wide-range logarithmic electrometer with improved accuracy and temperature stability*, Oak Ridge National Laboratory, Oak Ridge, USA, 1992.
- [3] MADEJ P., *Przetwornik logarytmujący z barierą do badania rezystancji izolacji maszyn elektrycznych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 48, Seria: Studia i Materiały, nr 20, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2000, 275–283.

- [4] MADEJ P., *Struktura a adjustowalność elektrometrycznego przetwornika logarytmującego*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 64, Seria: Studia i Materiały, nr 30, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2010, 493–505.
- [5] NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Theory and applications of logarithmic amplifiers*, Application Note 311, National Semiconductors Corporation, 2002.
- [6] NAWROCKI Z., *Analiza metrologiczna układów logarytmujących i wykładniczych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, nr 59, Seria: Studia i Materiały, nr 26, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2006, 296–302.

THE EIGHT-DECADES ELECTROMETRIC LOGARITHMIC CONVERTER

The electrometric logarithmic converters of two inputs can be used for comparisons and measurements of very small currents and very high resistances. The basic advantages of this converters are compression of the signal dynamic and eliminate of the ranges switching as well as reduction of some errors. The author tested the model of such converter and the paper concerns the analysis of results for future work in this area. Processed range of current is 1 pA–100 μ A, resolution of 0.6% and the sensitivity is not worse than 0.1 pA. The range for the resistance at a voltage of 100 V is 1 M Ω –100 T Ω , and the distinguishes level above 1 P Ω . When processing two currents from independent sources their permissible ratio can have in practice the value 10^{-5} – 10^5 , and resistors 10^{-9} – 10^9 at the applied voltages interval (0.1–1000) V.