

# Elektroniczny niemostkowy układ konwertera rezystancji czujników temperatury Pt 500 na sygnał cyfrowy

Jacek Korytkowski

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

**Streszczenie:** Celem artykułu jest przedstawienie oryginalnego niemostkowego układu konwersji pojedynczej rezystancji czujników temperatury Pt 500 na sygnał cyfrowy. Układ został zrealizowany przy wykorzystaniu trzech wzmacniaczy monolitycznych oraz jednego monolitycznego przetwornika analogowo-cyfrowego. Podano opis matematyczny przetwarzania rezystancji na wyjściowy równoległy sygnał cyfrowy. Przedstawiono i omówiono szczegółowy schemat elektryczny modelowego układu konwertera. Przedstawiono wyniki badań dokładności charakterystyki modelowego układu konwertera w przedziale zmian rezystancji od 0,5  $\Omega$  do około 2000  $\Omega$ . Opracowany układ elektroniczny umożliwi przetwarzanie rezystancji z dobrą dokładnością, z błędami nieliniowości charakterystyki o wartościach mniejszych od 0,05%.

**Słowa kluczowe:** dokładny konwerter rezystancji na sygnał cyfrowy, przetwornik do współpracy z czujnikiem rezystancyjnym Pt 500

## 1. Wprowadzenie

Stosowanie konwerterów rezystancji na sygnał cyfrowy wynika z potrzeb współczesnych mikroprocesorowych i komputerowych technik kontroli właściwości metrologicznych urządzeń automatyki przemysłowej oraz aparatury do pomiarów przemysłowych. Konwertery rezystancji powinny stanowić niezbędne wyposażenie mikroprocesorowych testerów oraz komputerowych stanowisk wykorzystywanych przez producentów sprzętu, a także użytkowników sprzętu na obiekcie rzeczywistym i w laboratoriach.

Rozwiązania konwerterów niemostkowych rezystancji na sygnał cyfrowy są rzadko opisywane w polskiej literaturze technicznej. Odbiegają one od klasycznych układów pomiaru rezystancji, w których stosuje się stabilizację prądu i pomiar napięcia lub stabilizację napięcia i pomiar prądu [1, 2]. W tych niemostkowych konwerterach rezystancji wykorzystuje się operację dzielenia sygnałów analogowych w odpowiednio dobranym monolitycznym przetworniku analogowo-cyfrowym.

W praktyce przemysłowej dużą grupę układów pomiarowych i układów automatyki stanowią układy z wejścio-

wymi rezystancyjnymi czujnikami temperatury [3]. Głównie stosuje się platynowe rezystancyjne czujniki temperatury Pt 100, Pt 500, Pt 1000, gdyż charakteryzują się dobrą stałością charakterystyki w czasie. Są stosowane także rezystancyjne czujniki niklowe Ni oraz czujniki miedziowe Cu o gorszych właściwościach metrologicznych. Współczesne testery i stanowiska pomiarowe do kontroli właściwości metrologicznych urządzeń pomiarowych temperatury i ciepła mogą być budowane z wykorzystaniem dokładnych konwerterów rezystancji o wyjściowym sygnale cyfrowym, który po obróbce mikroprocesorowej może być wyświetlany jako wynik pomiarów.

W dotychczasowej praktyce stosuje się różne układy pomiarowe do współpracy z czujnikami rezystancyjnymi. Pomiary bywają realizowane metodami klasycznymi przy stabilizowaniu napięcia czy prądu, lub metodami mostkowymi, ale także przy stosowaniu jednoczesnego pomiaru napięcia i prądu oraz odpowiedniego układu dzielącego. Pomiary mostkowe charakteryzują się często zależnościami nieliniowymi. Jest dostępna bogata literatura nt. układów mostkowych [4–6].

W artykule nie są omawiane układy klasyczne ani mostkowe. Wcześniej Autor przedstawił [7] możliwe konfiguracje elektronicznych niemostkowych układów konwerterów pojedynczej rezystancji i pojedynczej konduktancji na sygnał cyfrowy i wykazał, że istnieją tylko cztery podstawowe konfiguracje takich konwerterów.

Obecnie powszechnie dostępne są monolityczne przetworniki cyfrowo-analogowe oraz monolityczne wzmacniacze pozwalające realizować odpowiednie układy sterowanych źródeł napięcia i sterowanych źródeł prądu, które są niezbędne do przetwarzania rezystancji na sygnał cyfrowy.

### Autor korespondujący:

Jacek Korytkowski, jkorytkowski@piap.pl

### Artykuł recenzowany

nadesłany 3.06.2016 r., przyjęty do druku 21.07.2016 r.



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

## 2. Proponowane symbole sterowanych źródeł napięcia, źródeł prądu i przetwornika analogowo-cyfrowego

### 2.1. Źródło napięcia sterowane napięciem o wejściu nieróżnicowym

Źródło napięcia sterowane napięciem o wejściu nieróżnicowym (rys. 1) charakteryzuje się tym, że biegun sygnału wejściowego „we-” oraz biegun sygnału wyjściowego „wy-” są wewnętrznie zwarte do wspólnego punktu sygnałowego. To powoduje, że napięciowy sygnał wejściowy  $U_{we}$  oraz napięciowy sygnał wyjściowy  $U_{wy}$  odnoszone są do wspólnego punktu sygnałowego.

Źródło to ma dwa bieguny wyjściowe oznaczane „wy+” oraz „wy-”. Rezystancja wewnętrzna tego źródła jest pomijalna (źródło napięciowe idealne), jego biegun „wy-” jest bezpośrednio połączony do wspólnego punktu sygnałowego układu elektrycznego (zwanego w języku angielskim „common”). Napięcie wyjściowe źródła opisane jest symbolem  $U_{wy}$ .

Źródło to ma wejście o biegunach oznaczanych „we+” oraz „we-”, do których jest doprowadzone napięcie sterujące  $U_{we}$ . Charakterystyka sterowania jest liniowa, opisana wzorem:

$$U_{wy} = k_{U1} U_{we}, \quad (1)$$

gdzie  $k_{U1}$  – współczynnik wzmocnienia napięciowego wyrażony w jednostkach V/V.

Wejście o biegunach sterujących oznaczonych „we+” i „we-” charakteryzuje się pomijalną konduktancją wejściową ( $R_{we} \rightarrow \infty$ ), do tego wejścia doprowadzany jest sygnał sterujący  $U_{we}$ .

### 2.2. Źródło prądu sterowane napięciem o wejściu nieróżnicowym

Źródło prądu sterowane napięciem o wejściu nieróżnicowym (rys. 2) ma dwa bieguny wyjściowe oznaczane „wy+” oraz „wy-”. Konduktancja wewnętrzna tego źródła prądu jest pomijalna (idealne źródło prądu ma  $R_{we} \rightarrow \infty$ ). Biegun ujemny „wy-” jest bezpośrednio połączony do wspólnego punktu sygnałowego układu. Prąd wyjściowy źródła oznaczony jest symbolem  $I_{wy}$ .

Źródło ma wejście o biegunach oznaczonych „we+” oraz „we-”, przy czym biegun „we-” jest wewnętrznie połączony z biegunem „wy-” źródła prądu do wspólnego punktu sygnałowego układu. Do bieguna sterującego „we+” oraz do wspól-

nego punktu sygnałowego doprowadzone jest napięcie sterujące  $U_{we}$ . Charakterystyka sterowania układu jest liniowa i opisana zależnością:

$$I_{wy} = g_1 U_{we}, \quad (2)$$

gdzie:  $g_1$  – współczynnik przetwarzania napięcia wejściowego na prąd wyjściowy wyrażony w jednostkach A/V = S (simens).

Konduktancja wejściowa omawianego źródła sterowanego napięciem w opisanych w dalszej części artykułu zastosowaniach nie musi mieć wartości zerowej. Rezystancja wejściowa może przyjmować skończone wartości odpowiednio do wymagań ze strony układu, w którym jest stosowane sterowane źródło prądu.

### 2.3. Przetwornik analogowo-cyfrowy o napięciowych sygnałach sterującym i referencyjnym

Na rysunku 3 przedstawiono typową strukturę przetwornika analogowo-cyfrowego z napięciem wejściowym  $U_{we}$  oraz z zewnętrznym napięciem referencyjnym  $U_{REF}$ . W monolitycznych przetwornikach analogowo-cyfrowych rezystancja wejściowa dla napięcia referencyjnego  $U_{REF}$  oraz rezystancja wejściowa dla napięcia wejściowego  $U_{we}$  przyjmuje niezbyt duże wartości – od kilku do kilkudziesięciu kΩ.

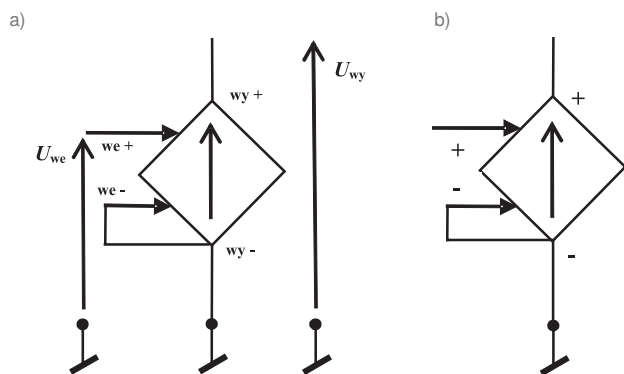
Źródła wejściowego sygnału napięciowego  $U_{we}$  oraz zewnętrznego napięcia referencyjnego  $U_{REF}$  mają swoje ujemne bieguny łączone z analogowym wspólnym punktem układu oznaczonym AGND (ang. *analogue common*). Sygnały cyfrowe są odnoszone do cyfrowego wspólnego punktu układu oznaczonego DGND (ang. *digital common*), przy czym w monolitycznych przetwornikach analogowo-cyfrowych wymaga się, aby różnica między wspólnym analogowym punktem sygnałowym AGND a cyfrowym punktem sygnałowym DGND była mniejsza od 1 V.

Charakterystykę typowego przetwornika analogowo-cyfrowego opisuje równanie:

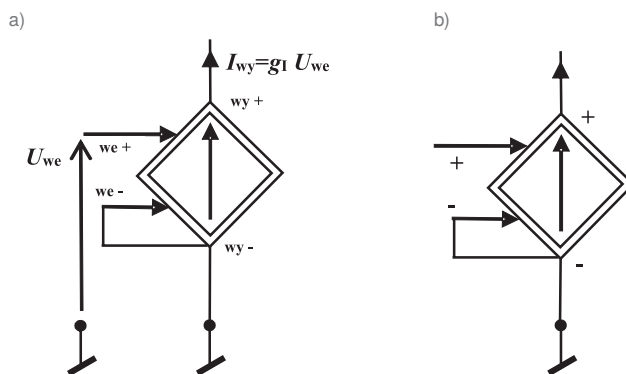
$$\frac{U_{we}}{U_{REF}} = X_C, \quad (3)$$

gdzie  $X_C$  jest sygnałem cyfrowym.

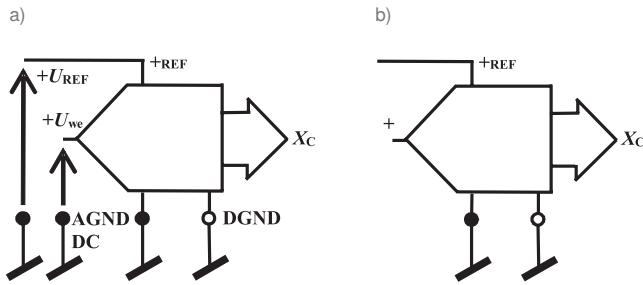
We współczesnych układach mikroprocesorowych transmisja sygnałów cyfrowych odbywa się za pośrednictwem interfejsów. Stosuje się wiele odmian interfejsów, niektóre z często używanych opisuje literatura [8].



Rys. 1. Źródło napięcia sterowane napięciem o wejściu nieróżnicowym; a) symbol z opisem napięć, b) symbol uproszczony  
Fig. 1. The voltage source controlled by voltage signal having non-differential input; a) the symbol with voltages description, b) the simple symbol



Rys. 2. Źródło prądu sterowane napięciem o wejściu nieróżnicowym; a) symbol z opisem napięcia i prądu, b) symbol uproszczony  
Fig. 2. The current source controlled by voltage signal having non-differential input; a) the symbol with voltage and current description, b) the simple symbol



Rys. 3. Przetwornik analogowo-cyfrowy z wejściowym sygnałem napięciowym oraz z zewnętrznym napięciem referencyjnym; a) symbol z zaznaczeniem napięć analogowych, b) symbol uproszczony  
 Fig. 3. The analogue-digital converter having voltage input signal and voltage external reference signal; a) the symbol with voltages description, b) the simple symbol

W omawianym układzie zastosowano interfejs równoległy do transmisji słów binarnych w kodzie dwójkowym prostym, toteż charakterystyka przetwornika jest opisana równaniem:

$$\frac{U_{we}}{U_{REF}} = (b_{n-1}2^{-1} + b_{n-2}2^{-2} + \dots + b_02^{-n}) \quad (4)$$

gdzie:  $b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_0$  – współczynniki dwuwartościowe, zwane stanami poszczególnych bitów, lub krótko bitami, mogą przyjmować tylko dwie wartości – 0 lub 1.

Przetwornik analogowo-cyfrowy wykonuje operację dzielenia dwu sygnałów analogowych: napięcia wejściowego  $U_{we}$  i napięcia referencyjnego  $U_{REF}$ , co umożliwia realizację konwertera rezystancji na sygnał cyfrowy. Funkcja ta była od dawna wykorzystywana [9] w mostkowych układach pomiarowych rezystancji w celu eliminowania wpływu zmian napięcia zasilania mostka na wynik cyfrowy pomiaru.

### 3. Realizacja układowa konwertera rezystancji na sygnał cyfrowy

Schemat elektryczny konwertera rezystancji na sygnał cyfrowy z zasilaniem rezystancji ze źródła prądu przedstawiono na rys. 4. Występują tu następujące elementy:

$R$  – rezystancja przetwarzana,

$U_s$  – źródło napięcia sterowane sygnałem napięciowym  $U$  z rezystancji  $R$ ; źródło to charakteryzuje współczynnik wzmo-

nienia (źródło ma pomijalną wartość konduktancji napięciowego wejścia sterującego):

$$k_{U1} = U_s/U = 10 \text{ V/V}, \quad (5)$$

$I$  – źródło prądu sterowane napięciem  $U_{REF}$  o współczynniku przetwarzania  $g_1 = I/U_{REF}$  w jednostkach (A/V) S (simens),  
 $U_{REF}$  – źródło napięcia referencyjnego,  
 A/C – przetwornik analogowo-cyfrowy o sygnale wejściowym napięciowym  $U_s$  oraz z zewnętrznym napięciem referencyjnym  $U_{REF}$  i o wyjściowym sygnale cyfrowym  $X_C$ .

Sygnał wyjściowy przetwornika A/C opisuje równanie:

$$X_C = \frac{k_{U1}U}{U_{REF}}. \quad (6)$$

Charakterystykę sterowanego źródła prądu opisuje równanie:

$$I = g_1 U_{REF}. \quad (7)$$

Wobec tego wartość przetwarzanej rezystancji opisuje wzór:

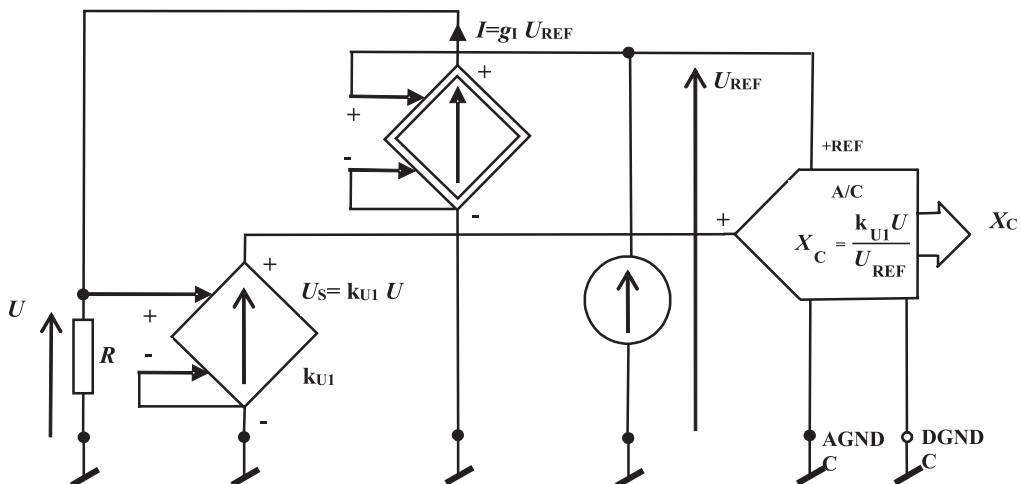
$$R = \frac{U}{I} = \frac{U_{REF} X_C}{k_{U1} g_1 U_{REF}} = \frac{X_C}{k_{U1} g_1}, \quad (8)$$

a sygnał wyjściowy opisuje równanie:

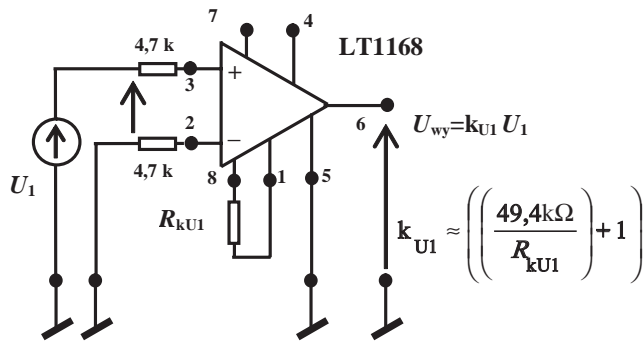
$$X_C = k_{U1} g_1 R. \quad (9)$$

### 4. Zastosowane układy elektroniczne sterowanych źródeł napięcia i prądu

Na rys. 5 został podany schemat wzmacniacza specjalizowanego typu LT1168 [10, 11]. Zawiera on w wewnętrznej strukturze trzy wzmacniacze operacyjne oraz laserowo strojone rezystory dokładne. Wzmacniacz ten stanowi źródło napięcia sterowane sygnałem napięciowym. Zaletą zastosowanego wzmacniacza specjalizowanego jest to, że wzmocnienie różnicy napięć sygnałów wejściowych jest ustalone tylko za pomocą jednego zewnętrznego dokładnego rezystora  $R_{kU1}$  w szerokim zakresie – od 1 V/V do 1000 V/V. Rezystory 4,7 kΩ są tanimi elementami stosowanymi do zabezpieczania wejść wzmacnia-



Rys. 4. Konwerter rezystancji na sygnał cyfrowy z zastosowaniem sterowanego źródła prądu  
 Fig. 4. The resistance to digital converter with feed the converted resistance from controlled current source



Rys. 5. Źródło napięcia sterowane sygnałem napięciowym ze wzmacniaczem specjalizowanym LT1168  
Fig. 5. The voltage source controlled by the voltage signal with monolithic instrumentation amplifier LT1168

cza, a ich mała wartość nie wpływa na współczynnik wzmocnienia napięciowego. Tego typu wzmacniacze specjalizowane mają dobre właściwości charakterystyczne dla wzmacniaczy precyzyjnych w zakresie małych wartości napięć niezrównoważenia (80 μV), małych dryftów temperaturowych napięć niezrównoważenia (0,4 μV/°C), małych wartości prądów polaryzacji wejść (0,8 nA) oraz bardzo dużych wartości rezystancji wejściowych (> 200 GΩ). Wzmacniacze te zapewniają dobrą liniowość charakterystyki (rzędu 100 ppm).

Układ LT1168 wzmacnia różnicę napięć podanych na jego wejście „+”  $U_1$  oraz na wejście „-”  $U_2$ , zgodnie z zależnością:

$$U_{wy} = k_{U1} (U_1 - U_2), \tag{10}$$

Ponieważ napięcie (rys. 5) podawane na wejście „-” jest równe zero, to napięcie wyjściowe układu jest równe:  $U_{wy} = k_{U1} U_1$ .

Współczynnik wzmocnienia napięciowego  $k_{U1}$  wzmacniacza LT1168 opisywany jest wzorem:

$$k_{U1} \approx \left( \left( \frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_{kU1}} \right) + 1 \right). \tag{11}$$

Na rys. 6 został przedstawiony schemat źródła prądu sterowanego sygnałem napięciowym. Jest to układ złożony z dwóch

monolitycznych specjalizowanych wzmacniaczy  $W_2$  oraz  $W_3$  typu LT1168, do którego zewnętrznie należy dołączyć tylko trzy rezystory:  $R_1$ ,  $R_{kU2}$  oraz  $R_{kU3}$ . Rezystor  $R_1$  formuje sygnał napięciowy  $U_1 = R_1 I$  proporcjonalny do wartości prądu wyjściowego  $I$ . Napięcie  $U_1$  stanowi sygnał wejściowy wzmacniacza  $W_2$ , a rezystor  $R_{kU2}$  zapewnia wymaganą wartość wzmocnienia napięciowego  $k_{U2}$  wzmacniacza  $W_2$ , który ustala wartość sygnału wyjściowego wzmacniacza zgodnie ze wzorem:

$$U_{wy2} = k_{U2} R_1 I. \tag{12}$$

Rezystor  $R_{kU3}$  ustala wartość wzmocnienia wzmacniacza  $W_3$  – dobrana wartość (47 Ω) zapewnia bardzo duże wzmocnienie napięciowe tego wzmacniacza. Wzmocnienie to, obliczone ze wzoru (11), przyjmuje wartość 1052 V/V. To powoduje, że różnica napięć na wejściach tego wzmacniacza  $U_R - k_{U2} R_1 I \approx 0$  jest pomijalna, a prąd wyjściowy  $I$  opisać można w sposób przybliżony zależnością:

$$I = \frac{U_R}{k_{U2} R_1} = g_1 U_R, \tag{13}$$

gdzie:

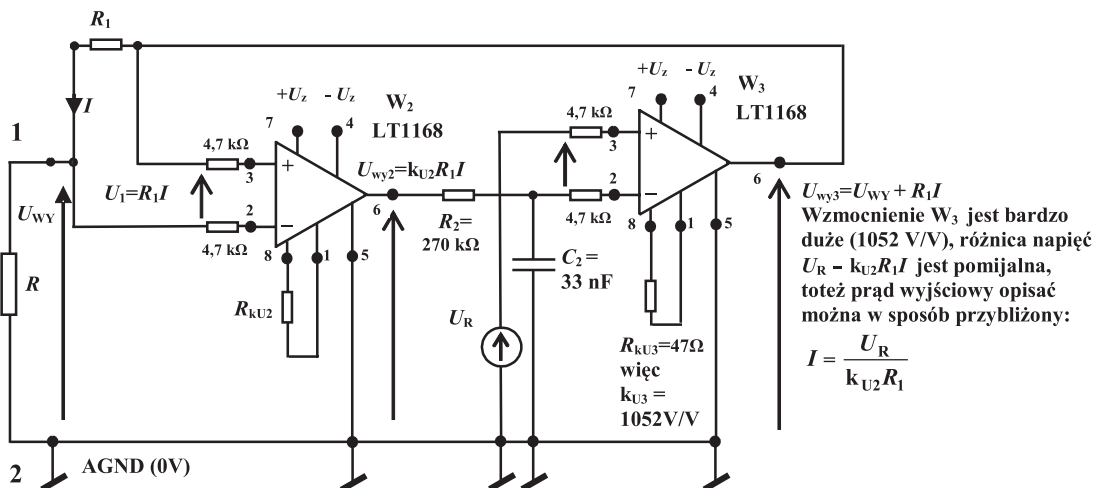
$$g_1 = \frac{1}{k_{U2} R_1}. \tag{14}$$

Dla układu z rys. 6, prąd wyjściowy  $I$  sterowany sygnałem napięciowym  $U_R$ , w zakresie liniowej pracy wzmacniacza wyjściowego, spełnia zależność realizowaną przez źródło prądu sterowane napięciowo.

Opis charakterystyki konwertera rezystancji (rys. 4), w którym zastosowano sterowane źródła (rys. 5 oraz rys. 6) otrzymamy przekształcając wzory (8), (12) i (14) do postaci:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{X_C}{k_{U1} g_1} = \frac{k_{U2} R_1}{k_{U1}} X_C = \frac{k_{U2} R_1}{k_{U1}} (b_{n-1} 2^{-1} + b_{n-2} 2^{-2} + \dots + b_0 2^{-n}), \tag{15}$$

gdzie:  $k_{U1}$  – wzmocnienie napięciowe wzmacniacza LT1168 sterowanego napięciem źródła (rys. 5),  $k_{U2}$  – wzmocnienie napięciowe wzmacniacza  $W_2$  sterowanego źródła prądu (rys. 6),  $R_1$  – wartość rezystancji z układu źródła prądu (rys. 6).



Rys. 6. Źródło prądu o wejściu nieróżnicowym sterowane sygnałem napięciowym  
Fig. 6. The current source with non-differential inputs controlled by the voltage signal

## 5. Opis modelu doświadczalnego konwertera

Pełny schemat modelu doświadczalnego konwertera rezystancji został przedstawiony na rys. 7.

W celu uzyskania lepszej przejrzystości (rys. 7) na schemacie nie umieszczono zastosowanych kondensatorów tantalowych odsprężających o pojemności 390 nF dołączonych między wspólne punkty „5” (AGND) oraz do końcówek „7” poszczególnych wzmacniaczy  $W_1, W_2, W_3$ , dla dodatnich napięć zasilających  $+U_z$  oraz takich samych kondensatorów tantalowych dołączonych między wspólne punkty „5” (AGND) i do końcówek „4” tych wzmacniaczy dla ujemnych napięć zasilających  $-U_z$ . Dla rozszerzenia roboczego pola napięć wzmacniaczy do  $\pm 15$  V, czego czasami mogą wymagać układy przetwarzania rezystancji, zastosowano napięcia zasilające tych wzmacniaczy o wartości  $+U_z = +18$  V  $\pm 0,1$  V oraz  $-U_z = -18$  V  $\pm 0,1$  V.

Przetwornik A/C typu AD1674J [12] wymaga niższych napięć zasilających (co najwyżej  $\pm 16,5$  V). Dodatnie napięcie zasilające  $+18$  V doprowadzono przez szeregowo połączoną diodę  $D_{514}$  (czerwona dioda LED świecąca typu L-934LSRD) do końcówki „7” przetwornika, co obniżyło napięcie zasilania do wartości  $+16,4$  V. Podobnie ujemne napięcie zasilające  $-18$  V doprowadzono odpowiednio przez szeregowo połączoną diodę  $D_{515}$  (czerwona dioda LED świecąca typu L-934LSRD) do końcówki „11” przetwornika, co obniżyło napięcie zasilania do wartości  $-16,4$  V. Małe wartości rezystancji dynamicznych

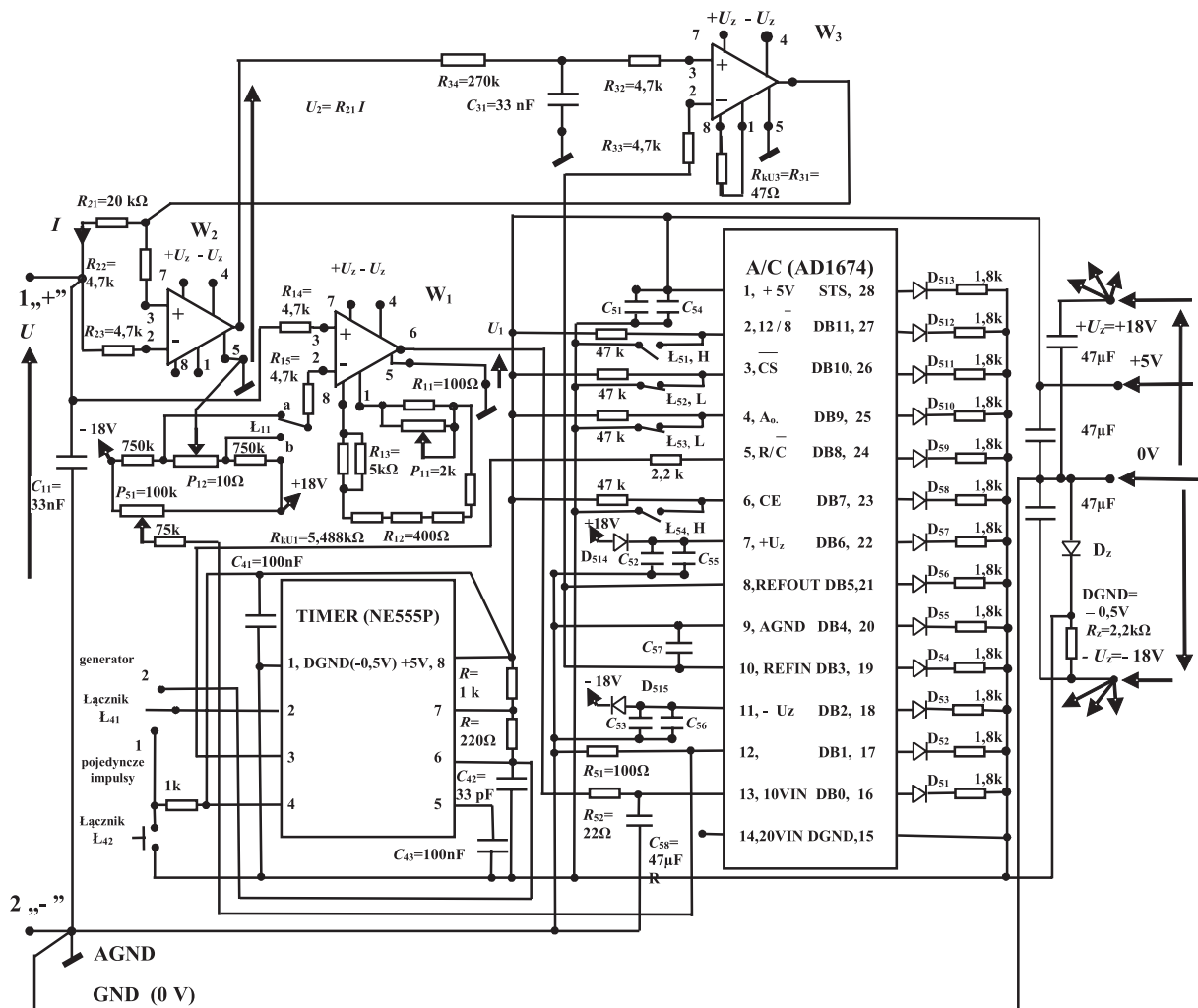
tych diod w stanie świecenia umożliwiają prawidłową pracę przetwornika C/D.

Dla tego przetwornika zastosowano, wymagane przez producenta, dwa różne typy kondensatorów odsprężających dla wszystkich napięć zasilających. Są to kondensatory ceramiczne  $C_{51}, C_{52}, C_{53}$  o pojemności 100 nF oraz kondensatory tantalowe  $C_{54}, C_{55}, C_{56}$  o pojemności 10  $\mu$ F. Zgodnie z wymaganiem producenta, zastosowano kondensator tantalowy  $C_{57}$  o wartości 10  $\mu$ F odblokowujący wejście napięcia referencyjnego REFIN dołączony do końcówki „10” przetwornika A/C.

Dla generatora impulsów TIMER typu NE555P inicjujących działanie przetwornika A/C zastosowano kondensator odblokowujący ceramiczny  $C_{41}$  o pojemności 100 nF.

Dla sygnałów cyfrowych przetwornika AD1674J zastosowano osobny wspólny punkt zasilania cyfrowego nazwany DGND, zasilany z dodatkowego napięcia ujemnego o wartości około  $-0,5$  V, a uzyskanego z odpowiednio zasilanej, ujemnym napięciem spolaryzowanej w kierunku przewodzenia, diody krzemowej  $D_z$  na średnie prądy (3 A), np. typu MUR460LGE. Zapewniło to brak zakłócającego działania sygnałów cyfrowych na obwód konwertera rezystancji.

Zastosowany przetwornik AD1674J wymaga generatora impulsu, którego opadające zbocze inicjuje realizowanie funkcji przetwarzania wejściowych sygnałów analogowych na wyjściowy sygnał cyfrowy. Jako generator został użyty monolityczny układ scalony typu NE555P. Zaletą tego generatora jest możliwość generowania powtarzającego się ciągu impul-



Rys. 7. Schemat elektroniczny układu konwertera rezystancji na sygnał cyfrowy  
Fig. 7. The schematic diagram of the converter for resistance to digital signal conversion



sów o wysokiej częstotliwości, lub generowania pojedynczego impulsu, którego wynikiem jest jednokrotne zadziałanie przetwornika A/C i zapamiętanie cyfrowego sygnału wyjściowego. Do wyboru rodzaju pracy TIMERA służy przełącznik  $\mathbb{L}_{41}$ . W położeniu „1” wygenerowanie pojedynczego impulsu następuje po chwilowym zwarciu łącznika  $\mathbb{L}_{42}$ , po czym następuje wyświetlenie przez diody od  $D_{51}$  do  $D_{512}$  zapamiętanego sygnału cyfrowego będącego wynikiem jednokrotnego działania przetwornika A/C. Jeżeli przełącznik  $\mathbb{L}_{41}$  znajduje się w położeniu „2”, występuje ciągłe generowanie impulsów – sygnalizowane odpowiednim świeceniem czerwonych diod LED oznaczonych symbolami od  $D_{51}$  do  $D_{512}$  (w układzie zastosowano diody LED małej mocy, czerwone typu L934LSRD). Taki rodzaj pracy pozwala ustalić wartość sygnału analogowego na granicy, przy której następuje przełączanie najmniej znaczącego bitu DB0 na bit wyższy DB1. Na tak ustalonej granicy następuje słabsze świecenie diody  $D_{51}$  oraz diody  $D_{52}$ . Wartość sygnału granicznego określana jest jako średni wynik z kilkudziesięciu pojedynczych przetworzeń.

Zastosowany w układzie z rys. 7 przetwornik AD1674J jest przetwornikiem dwunastobitowym ( $n = 12$ ). Bit najmniej znaczący oznaczony jest DB0, a wartość tego bitu według wzoru (15) nosi oznaczenie  $b_0$ . Brak świecenia diody  $D_{51}$  oznacza  $b_0 = 0$ , stan świecenia diody  $D_{51}$  oznacza  $b_0 = 1$ . Bit najwyższy oznaczony jest BD11, a wartość tego bitu to  $b_{11}$ .

Wzór opisujący charakterystykę konwertera dla układu z rys. 7 przyjmuje postać:

$$R = \frac{k_{U2} R_{21}}{k_{U1}} (b_{n-1} 2^{-1} + b_{n-2} 2^{-2} + \dots + b_0 2^{-n}) \quad (16)$$

gdzie:  $k_{U1}$  – wzmocnienie napięciowe wzmacniacza  $W_1$ ,  $k_{U2}$  – wzmocnienie napięciowe wzmacniacza  $W_2$ ,  $R_{21}$  – wartość rezystancji z układu wzmacniacza  $W_2$ .

Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza  $W_1$  (rys. 7) jest strojone za pomocą nastawy potencjometru  $P_{11}$  na wartość  $k_{U1} = 10$  V/V, wzmocnienie napięciowe wzmacniacza  $W_2$  jest równe  $k_{U2} = 1$  V/V, a wartość rezystancji  $R_{21}$  jest równa 20 k $\Omega$ . Charakterystykę układu konwertera opisuje równanie:

$$R = 2000 (b_{n-1} 2^{-1} + b_{n-2} 2^{-2} + \dots + b_0 2^{-n}) [\Omega] \quad (17)$$

Spełnienie tego równania wymagało zastosowania w układzie obwodu korekcji dynamiki, układów filtracji zakłóceń, dokładnych rezystorów, właściwych potencjometrów strojenia oraz właściwego strojenia charakterystyki.

Stabilną pracę konwertera zapewniło zastosowanie układu korekcyjnego złożonego z  $C_{31}$  oraz  $R_{34}$  na wejściu wzmacniacza  $W_3$  pracującego w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego na wzmacniaczu  $W_2$ . Kondensator  $C_{31} = 33$  nF jest kondensatorem foliowym typu MKSE-012 o pomijalnej wpływności konduktancji (rezystancja > 1000 G $\Omega$ ). Ważnym elementem

filtracji zakłóceń jest kondensator foliowy  $C_{11} = 33$  nF typu MKSE-012 usuwający zakłócenia wysokiej częstotliwości, na które wrażliwy jest wzmacniacz specjalizowany  $W_1$  typu LT1168 (producent [10] zaleca równolegle z wejściem stosować kondensator o pojemności  $C = 100$  nF). Filtrację zapewnia układ złożony z rezystora  $R_{52} = 22$   $\Omega$  oraz kondensatora tantalowego  $C_{58} = 47$   $\mu$ F na wejściu przetwornika A/C. Bardzo ważną rolę spełniają też opisane wcześniej kondensatory odblokowujące zakłócenia na zaciskach zasilania wzmacniaczy, TIMERA i przetwornika A/C.

Jako rezystory  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  oraz  $R_{21}$  zastosowano precyzyjne rezystory o tolerancji  $\pm 0,1\%$  oraz o małych współczynnikach temperaturowych rezystancji  $\pm 15$  ppm/ $^{\circ}$ C. Rezystor  $R_{11} = 100$   $\Omega$  jest typu MF006BB1000A10 [12]. Rezystor  $R_{12}$  stanowi połączenie szeregowe czterech rezystorów o rezystancji 100  $\Omega$  typu MF006BB1000A10. Rezystor  $R_{13}$  to połączenie równoległe dwu rezystorów o rezystancji 10 k $\Omega$  typu MF006BB1002A10 [12]. Rezystor  $R_{21}$  stanowi połączenie szeregowe dwu rezystorów o rezystancji 10 k $\Omega$  typu MF006BB1002A10. Pozostałe rezystory, które nie decydują bezpośrednio o dokładności układu, są rezystorami o tolerancji 5%. Wielobrotowe miniaturowe potencjometry strojenia typu helitrim ( $P_{11}$ ,  $P_{12}$ ,  $P_{51}$ ) mają współczynniki temperaturowe nie większe niż 100 ppm/ $^{\circ}$ C.

Dla układu opisywanego konwertera, strojeniu podlega charakterystyka tylko dla jednej polaryzacji sygnałów wejściowych. Rodzaj polaryzacji jest wynikiem wymagań narzuconych przez czujnik rezystancyjny, dla którego przeznaczony jest konwerter. W praktyce czujniki takie stosują przeważnie dodatnią polaryzację napięcia zacisku wejściowego 1 oznaczonego na schemacie „+” względem zacisku 2 oznaczonego na schemacie „-”. Dalej podano opis procedury strojenia symulatora dla wybranej polaryzacji dodatniej. Przy wymaganej polaryzacji ujemnej należy zmienić wzmocnienie wzmacniacza  $W_1$  na ujemne -10 V/V (co wymaga zamiany między sobą zacisków wejściowych wzmacniacza  $W_1$ ), gdyż przetwornik A/C o zastosowanych połączeniach wymaga dodatnich napięć wejściowych, a następnie dokonać przestrojenia konwertera.

Przed strojeniem należy odpowiednio dobrać początkowe nastawy potencjometrów  $P_{11}$ ,  $P_{12}$  oraz  $P_{51}$ . Suwak wielobrotowego potencjometru  $P_{11}$  należy ustawić w dowolne położenie pośrednie. Suwak potencjometru  $P_{12}$  powinien mieć położenie początkowe, przy którym napięcie podawane na wzmacniacz  $W_1$  ma wartość pomijalną. W tym celu po ustawieniu przełącznika  $\mathbb{L}_{11}$  w położeniu „a” należy dołączyć miliwoltomierz między punktem „a” a suwakiem potencjometru i tak dobrać skrajne ustawienie suwaka, przy którym miliwoltomierz pokaże minimalne napięcie (np. < 2  $\mu$ V). Następnie należy dołączyć miliwoltomierz pomiędzy AGND i suwak potencjometru  $P_{51}$ , suwak należy ustawić w takim położeniu, aby mierzone napięcie nie przekraczało  $\pm 100$   $\mu$ V.

Pierwszym etapem strojenia jest wyzerowanie charakterystyki wzmacniacza  $W_1$  dla zminimalizowania błędów prze-

Tab. 1. Wartości błędów względnych nieliniowości charakterystyki konwertera odniesione do pełnego jego zakresu 2000  $\Omega$

Tab. 1. The values of relative errors nonlinearity characteristic of converter refer to full range 2000  $\Omega$

$R_{id}$ [ $\Omega$ ]	1998,76	1749,88	1499,79	1249,82	999,98	749,96	500,08	250,20	125,31
$R_p$ [ $\Omega$ ]	1998,78	1750,31	1500,04	1250,05	1000,23	750,32	500,06	250,27	125,26
$(R_p - R_{id})$ [ $\Omega$ ]	0,02	0,43	0,25	0,23	0,25	0,36	-0,02	0,07	-0,05
$\delta R_p$	10 ppm	215 ppm	125 ppm	115 ppm	125 ppm	180 ppm	-10 ppm	35 ppm	-25 ppm

tworzenia rezystancji na sygnał cyfrowy dla małych wartości rezystancji. W tym celu należy zadać na wejściu konwertera dokładną rezystancję o wartości 2000  $\Omega$  i skorygować wartość napięcia na wejściu „13” przetwornika A/C do wartości równej 10,0 mV odpowiednią zmianą położenia suwaka potencjometru  $P_{12}$  dobierając przełącznikiem  $L_{11}$  potrzebną polaryzację („a” lub „b”) dla tej korekcji.

Drugim etapem strojenia jest odpowiednie dobranie nastawy potencjometru  $P_{11}$ , aby przy zadawaniu na wejściu dokładnej rezystancji o wartości 1999,512  $\Omega$ , cyfrowy sygnał wyjściowy zawierał wszystkie bity jedynekowe od  $b_{11}$  do  $b_0$ .

Przetwornik A/C typu AD1674J bardzo rzadko wymaga zerowania za pomocą potencjometru strojenowego  $P_{51}$ . Strojenie jest konieczne, jeżeli występują zbyt duże błędy przetwarzania cyfrowego bardzo małych wartości rezystancji w zakresie pojedynczych omów. Po zestrojeniu uzyskuje się charakterystykę konwersji rezystancji jak we wzorze (16).

Konwerter ma zakres przetwarzania rezystancji do 1999,512  $\Omega$  przy pełnymysterowaniu wyjściowego sygnału cyfrowego  $X_C$  (przy jedynekowych wartościach wszystkich bitów od  $b_{11}$  do  $b_0$ ), od 0,49  $\Omega$  dla minimalnej wartości rezystancji i minimalnego sygnału cyfrowego  $X_C$  (zerowe wartości wszystkich kolejnych bitów od  $b_{11}$  do  $b_1$ , ale przy jedynekowej wartości najmniej znaczącego bitu  $b_0 = 1$ ).

Po uruchomieniu układu modelowego sprawdzono charakterystyki stosując multimetr cyfrowy typ 2002 firmy Keithley. Wyniki badania charakterystyki modelowego układu konwertera rezystancji podano w tab. 1. Symbolem  $R_{id}$  oznaczono idealną wartość przetwarzanej rezystancji. Symbolem  $R_p$  oznaczono średnie wartości zmierzone za pomocą układu modelowego. Są to średnie wartości z 38 kolejnych przetworzeń modelowego konwertera.

Największy błąd nieliniowości charakterystyki nie przekracza +215 ppm. Błąd przy minimalnej wartości przetwarzanej rezystancji 0,88  $\Omega$  to -100 ppm.

Celem badań eksperymentalnych, w których wykorzystano 12-bitowy tani przetwornik A/C [12] i wzmacniacze monolityczne (również o umiarkowanej cenie), było sprawdzenie charakterystyki całego układu konwertera. Stwierdzono błąd nieliniowości o wartości 0,022%, który jest mniejszy niż graniczny błąd rozdzielczości A/C tego przetwornika deklarowany przez producenta [12] i wynoszący  $\pm 1$  LSB (0,024%).

## 5. Podsumowanie

Opracowany układ konwertera rezystancji (rys. 7) umożliwia przetwarzanie rezystancji w zakresie od 0,5  $\Omega$  do 2000  $\Omega$  z błędami nieliniowości poniżej 0,03% wartości nominalnej zakresu. Przy innych wartościach rezystora oznaczonego symbolem  $R_{21}$  można zmieniać nominalne wartości zakresu przetwarzania zgodnie ze wzorem (16).

Zaletą przedstawionego w artykule układu jest to, że wspólny punkt sygnałowy AGND jest połączony bezpośrednio z zaciskiem wejścia konwertera (oznaczonym 2 „-”), co zapewnia odporność układu konwertera na działanie pojemności zakłócających źródeł prądowych o częstotliwości 50 Hz sieci energetycznej.

## Bibliografia

1. KEITHLEY: *Low Level Measurements Handbook. Precision DC Current, Voltage, and Resistance Measurements*. 7th Edition. KEITHLEY, A Tektronix Company. Printed in U.S.A. 2013.
2. Lisowski M., *Metody wzorcowania cyfrowych mierników bardzo dużych rezystancji*. „Pomiary Automatyka Kontrola”, Vol. 51, Nr 10, 2005, 5–7.
3. Michalski L., Eckersdorf K., *Pomiary temperatury*. Wydanie trzecie zmienione. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1986.
4. Warsza Z.L., *Immitancyjne układy czterobiegunowe (4-T) w pomiarach wieloparametrowych*. Monografia, Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów, Warszawa 2004.
5. Warsza Z.L., *Miary dokładności transmitancji mostka rezystancyjnego w przypadkach szczególnych*, „Pomiary Automatyka Kontrola”, Nr 10, 2007, 17–24.
6. Warsza Z.L., *Nowe ujęcie opisu dokładności mostka z przemysłowymi czujnikami Pt*. Materiały konferencji PPM'08 „Podstawowe Problemy Metrologii w Suchej Beskidzkiej, 11–14 maja 2008. Prace Komisji Metrologii Oddziału PAN w Katowicach, Konferencje, nr 8.
7. Korytkowski J., *Elektroniczne niemostkowe układy przetwarzania rezystancji i konduktancji na sygnał cyfrowy*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, Vol. 20, Nr 1, 2016, 47–55, DOI: 10.14313/PAR\_219/47.
8. Korytkowski J., *Elektroniczne symulatory rezystancji i konduktancji w układach pomiarowych*. Oficyna Wydawnicza PIAP. Warszawa 2014.
9. Kester W., *Przetworniki A/C i C/A. Teoria i praktyka*. (tłumaczenie: Nadachowski M., Kręciejewski M., oryginał: Analog-Digital Conversion, 2004 Analog Devices Inc.). Wydanie I. Wydawnictwo BTC Korporacja, 2012.
10. LINEAR TECHNOLOGY: *LT1168 Low Power, Single Resistor Gain Programmable, Precision Instrumentation Amplifier*. LT/LWI0906 REV A. LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2000, <http://www.linear.com/product/LT1168>.
11. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowego syntezy konduktancji do symulacji dużych rezystancji*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, Vol. 19, Nr 3, 2015, 41–47, DOI: 10.14313/PAR\_217/41.
12. ROYALOHM: *Precision metal film fixed resistors*. General Specifications. 2006–2007. [http://www.tme.eu/pl/Document/0027213a25a9d49c0b8760349ca3ff7c/mp0\\_6w.pdf](http://www.tme.eu/pl/Document/0027213a25a9d49c0b8760349ca3ff7c/mp0_6w.pdf).

62,84	31,64	16,02	8,24	4,28	1,39	0,88	0,39	0,01
62,68	31,51	15,79	8,08	4,13	1,31	0,68	0,22	0,00
-0,16	-0,13	-0,23	-0,16	-0,15	-0,08	-0,20	-0,17	-0,01
-80 ppm	-65 ppm	-115 ppm	-80 ppm	-75 ppm	-40 ppm	-100 ppm	-85 ppm	-5 ppm

## The electronic non-bridge circuits for conversion resistance of Pt 500 temperature sensors to the digital signal

**Abstract:** The object of paper is description the electronic circuit for conversion the resistance of Pt 500 temperature sensors to digital signal with using the monolithic amplifies and the monolithic analogue-digital converter. It is shown the electronic schematic of this non bridge resistance converter to digital signal. It was formulated equations as the characteristic description of this converter. The experimental examination results of converter model for resistance at the range from 0.5  $\Omega$  to 2000  $\Omega$  are described. The elaborated electronic circuit of resistance converter have good qualities of resistance characteristic accuracy. The errors of nonlinearity are better than 0.05% of the fool converter range

**Keywords:** the resistance to digital signal converter, transducer for Pt 500 temperature sensors

### dr inż. Jacek Korytkowski, prof. PIAP

[jkorytkowski@piap.pl](mailto:jkorytkowski@piap.pl)

Ukończył studia na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej, obronił doktorat w 1972 r., uzyskał stanowiska: docenta w 1978 r., prof. nzw. w 2010 r. Kierownik Pracowni w Instytucie Elektrotechniki 1962–1970. Kierownik Zespołu w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów w latach 1970–2007. W okresie 1973–1982 starszy wykładowca i docent na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej. Jest laureatem kilkunastu nagród za wdrożenia przemysłowe, w tym Zespołowej Nagrody Państwowej 2. stopnia w 1976 r. Ma w swoim dorobku, jako autor, współautor lub tłumacz, 9 wydawnictw książkowych. Jest autorem lub współautorem 66 publikacji oraz 14 patentów polskich. Jest specjalistą w dziedzinie elektroniki przemysłowej.

