



# Nowy układ elektroniczny cyfrowej symulacji rezystancyjnych czujników temperatury

Jacek Korytkowski

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP

**Streszczenie:** Omówiono opracowany przez autora oryginalny układ cyfrowej syntezy rezystancji złożony ze wzmacniaczy monolitycznych oraz zawierający cyfrowo sterowany monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy. Podano opis matematyczny charakterystyki symulowanej rezystancji w funkcji sterującego sygnału cyfrowego. Przedstawiono wyniki badań dokładności modelowego układu symulatora rezystancji czujników Pt 100 w przedziale zmian od 0  $\Omega$  do 400  $\Omega$ . Opracowany nowy układ elektroniczny umożliwia symulowanie charakterystyki rezystancji z dużą dokładnością, z błędami liniowości poniżej 0,01 % (100 ppm).

**Słowa kluczowe:** wzmacniacz monolityczny, monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy, czujnik rezystancyjny temperatury, symulacja rezystancji

## 1. Wstęp

Symulatory rezystancji są niezbędne we współczesnych komputerowych i mikroprocesorowych technikach kontroli właściwości metrologicznych sprzętu automatyki i sprzętu pomiarowego przeznaczonego do współpracy z czujnikami rezystancyjnymi temperatury Pt 100. Symulatory te stanowią wyposażenie komputerowych stanowisk pomiarowych oraz mikroprocesorowych przenośnych testerów przeznaczonych zarówno dla producentów sprzętu, jak i dla ich użytkowników. Rozwiązania układów tych symulatorów rezystancji były opisywane w polskiej literaturze technicznej [1–8].

Zasadę działania różnych sterowanych cyfrowo symulatorów rezystancji opisano szczegółowo w numerze 5/2013 miesięcznika PAR [8]. Nieznany dotychczas, obecnie opracowany autorski, oryginalny układ symulatora rezystancji zostanie opisany w niniejszym artykule. Układ ten zaliczyć należy do grupy układów nazywanych syntezaatorami rezystancji (ang. *resistance synthesizers*), są to układy syntezy rezystancji wykorzystujące monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy oraz monolityczne wzmacniacze. Syntezaator rezystancji umożliwia wytwarzanie cyfrowo sterowanej rezystancji, bazując na wartości odniesienia rezystancji rezystora dokładnego i na wartości odpowiednio cyfrowo sterowanego wzmocnienia lub tłumienia sygnału

napięciowego lub prądowego w układzie elektronicznym z przetwornikiem cyfrowo-analogowym.

Opisany poprzednio [8] dokładny syntezaator rezystancji realizuje swoją funkcję przez odwrotnie proporcjonalne sterowanie sygnałem cyfrowym współczynnika wzmocnienia prądu, który jest proporcjonalny do napięcia na zaciskach wyjściowych syntezaatora, a prąd jest wymuszony między dwoma zaciskami wyjściowymi syntezaatora. To powoduje, że wartość symulowanej rezystancji jest proporcjonalna do wartości cyfrowego sterującego sygnału wejściowego. Układ ten charakteryzuje duża dokładność odtwarzanej charakterystyki (nieliniowość lepsza od 0,01 %), a architektura układu wymaga zastosowania pięciu wzmacniaczy monolitycznych i przetwornika cyfrowo-analogowego.

Należy zwrócić uwagę, że symulator rezystancji o charakterystyce proporcjonalnej od sygnału cyfrowego w zakresie pracy swoich bitów powtarza dokładność zastosowanego przetwornika cyfrowo-analogowego [9].

Nowy układ syntezaatora rezystancji będący przedmiotem niniejszego artykułu stosuje ten sam typ przetwornika cyfrowo-analogowego [9], więc zapewnia też dużą dokładność odtwarzanej charakterystyki (nieliniowość lepsza od 0,01 %), a schemat nowego układu wymaga zastosowania tylko trzech wzmacniaczy monolitycznych i przetwornika cyfrowo-analogowego. Nowy układ realizuje swoją funkcję przez proporcjonalne sterowanie sygnałem cyfrowym współczynnika wzmocnienia napięcia, które jest proporcjonalne do wartości prądu na zaciskach wyjściowych symulatora, a napięcie to jest wymuszane między dwoma zaciskami wyjściowymi syntezaatora. To powoduje, że wartość symulowanej rezystancji jest proporcjonalna do wartości cyfrowego sterującego sygnału wejściowego. Nowy układ syntezaatora, tak jak i układ opisany poprzednio [8], mają wspólny punkt sygnałowy napięciowego poziomu odniesienia („zero zasilania 0 V”) połączony z jednym z dwu zacisków wyjściowych syntezaatora łączonych bezpośrednio z układem pomiaru rezystancji, dla którego realizowana jest symulacja. Dzięki temu układ współpracy syntezaatora z układem pomiaru rezystancji jest odporny na zakłócenia, a w szczególności na zakłócające prądy pojemnościowe o częstotliwości 50 Hz sieci zasilającej. Opisane wcześniej układy symulatorów [3, 4] nie mają tej zalety,

nie mają wspólnego punktu sygnałowego („0 V”) dołączonego do żadnego z dwu zacisków wyjściowych symulatora, toteż układy tych symulatorów nie są odporne na zakłócające prądy pojemnościowe o częstotliwości 50 Hz sieci zasilającej.

## 2. Syntezator rezystancji z przetwornikiem CA o układzie z sygnałem napięciowym wymuszonym na swoich zaciskach wyjściowych

Uproszczony schemat syntezy rezystancji o układzie z sygnałem napięciowym wymuszonym na swoich zaciskach wyjściowych został podany na rys. 1. Elektroniczny układ syntezy o tej zasadzie działania został opracowany w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów PIAP w Warszawie i został oznaczony symbolem ZR213AI400Ω. Zakres zmian rezystancji do 400 Ω umożliwia symulowanie rezystancyjnych czujników temperatury Pt 100 w pełnym zakresie zmian temperatury od -200 °C do 850 °C zgodnie z wymaganiami obowiązującej w Polsce normy [10]. Układ syntezy jest układem aktywnym, który wymusza napięcia  $U_s$  na zaciskach wyjściowych „1” i „2”. Napięcie to ma wartość proporcjonalną do wartości prądu  $I_s$  między zaciskami wyjściowymi, identyfikowanego przy zacisku 1 oraz proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego  $X_C$ .

Jak to powiedziano wyżej, opisywany syntezy symuluje wartość rezystancji między zaciskami wyjściowymi 1 i 2 formując wartość napięcia  $U_s$  proporcjonalną do wartości prądu  $I_s$  oraz proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego  $X_C$  według wzoru:

$$R_{wy} = \frac{U_s}{I_s} = \frac{K_1 I_s X_C}{I_s} = K_1 X_C \quad (1)$$

gdzie  $K_1$  jest współczynnikiem proporcjonalności o wymiarze rezystancji.

Do formowania sygnału napięcia  $U_s$  służy przetwornik CA ze wzmacniaczem  $W_3$  oraz odpowiednie sterowanie wzmacniacza  $W_1$ . Wzmacniacz  $W_1$  przetwarza prąd  $I_s$  pobierany z zacisku wyjściowego syntezy 1 na ujemny sygnał napięcia  $-R_1 I_s$  względem punktu 3 na schemacie (rys. 1), o napięciu  $U_3$  względem wspólnego punktu sygnałowego AGND. Napięcie  $U_3$  jest napięciem ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza  $W_1$ . Wzmacniacz  $W_1$  charakteryzuje się bardzo dużą wartością wzmocnienia napięciowego ( $10^6$  V/V), pomijalnym wejściowym napięciem niezrównoważenia (2 μV) i pomijalną konduktancją wejściową wzmacniacza. Takie właściwości wzmacniacza decydują o tym, że wartość napięcia na jego końcówkach wyjściowych („-”, „+”) jest praktycznie pomijalna, toteż można przyjąć, iż napięcie  $U_3$  jest praktycznie równe napięciu na zaciskach 1, 2 symulatora według wzoru:

$$U_3 = U_s. \quad (2)$$

Sygnał napięciowy o wartości  $-R_1 I_s$  proporcjonalny do wartości prądu  $I_s$  pobieranego z zacisku 1 syntezy jest formowany przez układ inwersyjny wzmacniacza  $W_1$  względem punktu oznaczonego na schemacie symbolem 3. Sumaryczny sygnał napięcia wyjściowego wzmacniacza  $W_1$  względem wspólnego punktu sygnałowego AGND jest równy  $U_1 = U_3 - R_1 I_s$ . W celu usunięcia z sygnału  $U_1$  składnika  $U_3$  zastosowano układ prostego wzmacniacza różnicowego ze wzmacniaczem  $W_2$  o wzmocnieniu równym jedności, co zapewniają dwie pary rezystorów – każdy z rezystorów o wartości  $R_2$ . Na wejście nieinwersyjne („+”) wzmacniacza różnicowego podawane jest napięcie  $U_1$ , a na wejście inwersyjne („-”) podawane jest napięcie  $U_3$ . Sygnał napięcia wyjściowego  $U_2$  określony jest wzorem:

$$U_2 = U_3 - R_1 I_s - U_3 = -R_1 I_s. \quad (3)$$

Napięcie wyjściowe wzmacniacza  $W_2$  podawane jest na wejście napięcia referencyjnego przetwornika cyfrowo-analogowego [11] CA, więc

$$U_2 = U_{REF}. \quad (4)$$

Zastosowany w układzie syntezy przetwornik CA [9] wymaga stosowania na swoim wyjściu wzmacniacza inwersyjnego  $W_3$ . Wzmacniacz  $W_3$  równoważy prądy formowane w przetworniku CA, według sygnału cyfrowego sterującego  $X_C$ , z prądem swojego ujemnego sprzężenia zwrotnego przez rezystor zawarty wewnątrz przetwornika CA. Trzeba zauważyć, że rezystor ujemnego sprzężenia zwrotnego inwersyjnego wzmacniacza  $W_3$  zawarty w scalonym przetworniku CA, ma takie same współczynniki temperaturowe zmian rezystancji od temperatury jak i pozostałe rezystory wewnętrzne tego przetwornika. Ogranicza to do minimum wpływ zmian temperatury nagrzewania własnego i zmian temperatury otoczenia na sygnał wyjściowy napięciowy  $U_3$ . Przetwornik CA ze wzmacniaczem inwersyjnym  $W_3$  formuje sygnał według wzoru:

$$U_3 = -U_{REF} X_C = -(-R_1 I_s) X_C = R_1 I_s X_C. \quad (5)$$

Zgodnie ze wzorem (2) można napisać:

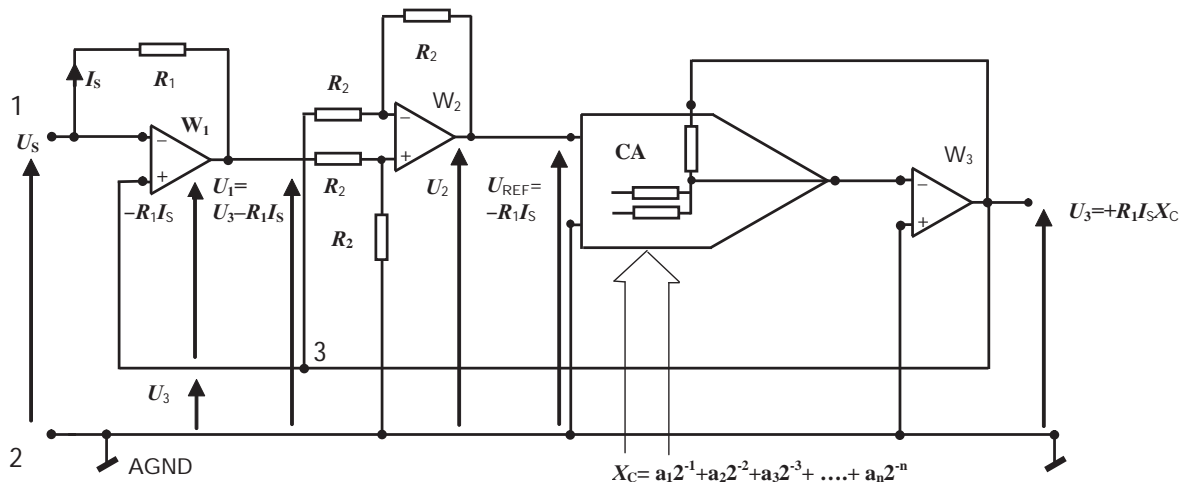
$$U_s = U_3 = R_1 I_s X_C. \quad (6)$$

Rezystancja symulowana jest opisana wzorem:

$$R_{wy} = \frac{U_s}{I_s} = \frac{R_1 I_s X_C}{I_s} = R_1 X_C = R_1 (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (7)$$

Jest to wzór opisujący charakterystykę syntezy rezystancji, przy czym współczynnik  $R_1$  stanowi wartość rezystancji rezystora ujemnego sprzężenia zwrotnego układu wzmacniacza inwersyjnego  $W_1$  podanego na schemacie z rys. 1.

Jak wynika ze schematu podanego na rys. 1, ważną zaletą układu jest bezpośrednie połączenie wyjściowego



**Rys. 1.** Schemat uproszczony syntezy rezystancji z cyfrowo sterowanym sygnałem napięciowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych 1 i 2

**Fig. 1.** The simple circuits diagram of resistance synthesizer with digital control voltage signal applied at output points 1 and 2

zacisku 2 syntezy i wspólnego punktu sygnałowego układu („0 V”) nazwanego AGND całego układu elektronicznego syntezy.

Pełny schemat układu syntezy rezystancji o oznaczeniu ZR213AI400Ω dla wykonania o zakresie 400 Ω został podany na rys. 2. Syntezy ten ma wyjście o połączeniu czteroprzewodowym zwanym też połączeniem Kelvina [12] przystosowanym do bardzo dokładnej symulacji i bardzo dokładnych pomiarów rezystancji. Zaciski prądowe oznaczono  $H_{input}$ ,  $L_{input}$ , a napięciowe  $S_{„+}$ ”,  $S_{„-}$ ” zgodnie z oznaczeniem tych zacisków w zastosowanym do pomiarów multimetrze typu 2002 firmy Keithley, o bardzo dobrej dokładności, o spodziewanej względnej niedokładności jednorocznej ok. 10 ppm na zakresie 2 kΩ.

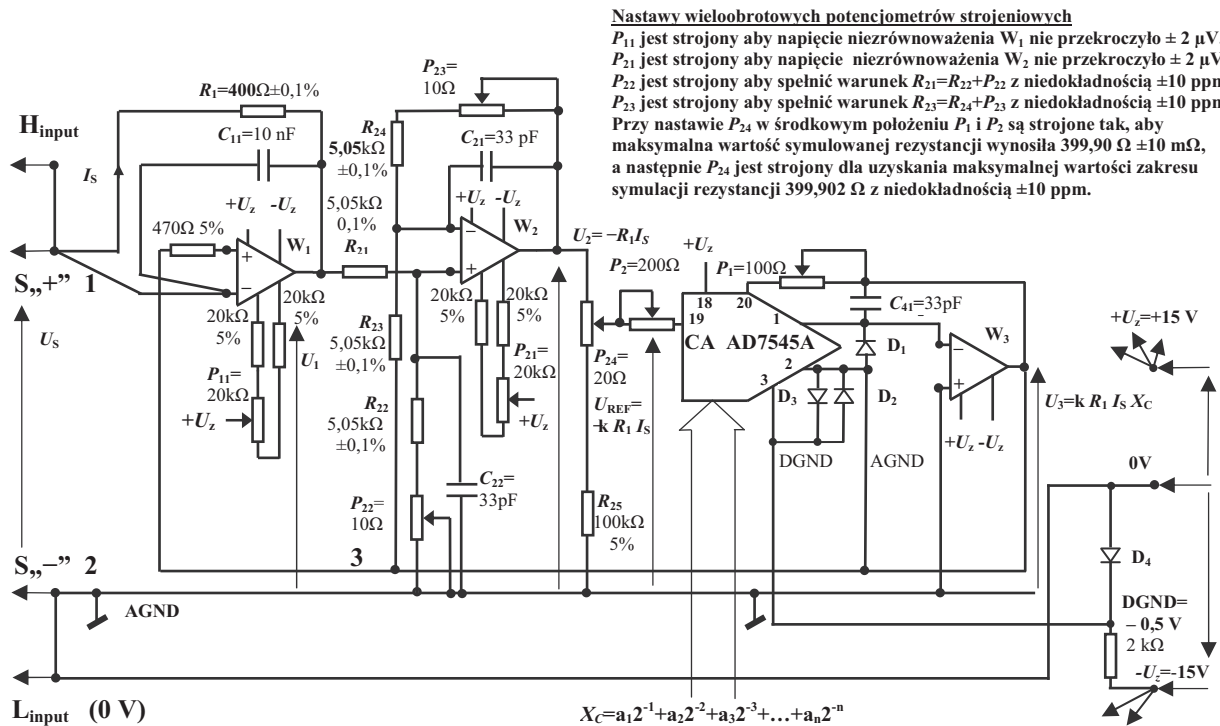
W celu uzyskania lepszej przejrzystości na schemacie (rys. 2) nie umieszczono zastosowanych kondensatorów odprężających o pojemności 680 nF dołączonych między wspólny punkt AGND do końcówek 7 poszczególnych wzmacniaczy  $W_1$ ,  $W_2$ ,  $W_3$  dla dodatnich napięć zasilających  $+U_z$  oraz między wspólny punkt AGND do końcówek 4 tych wzmacniaczy dla ujemnych napięć zasilających  $-U_z$ . Przetwornik CA typu AD7545A [9] ma doprowadzone tylko dodatnie napięcie zasilające  $+U_z$  na końcówkę 18. Dla tego przetwornika zastosowano dwa kondensatory odprężające o pojemności 680 nF między końcówką 18, a AGND oraz między końcówką 18, a DGND stanowiącym wspólny punkt zasilania dla sygnałów cyfrowych. Dla sygnałów cyfrowych przetwornika AD7545A zastosowano osobny wspólny punkt zasilania nazwany DGND, zasilany z dodatkowego napięcia ujemnego o wartości  $-0,5$  V, a uzyskanego z odpowiednio zasilanej ujemnym napięciem diody krzemowej  $D_4$ . Zapewniło to brak zakłócającego działania sygnałów cyfrowych na obwód syntezy rezystancji.

W skład układu syntezy rezystancji (rys. 2) wchodzi układ inwersyjnego wzmacniacza  $W_1$  stanowiącego przetwornik prąd/napięcie [7]. Układ przetwornika oraz pozostałe układy syntezy zostały zrealizowane na wzmacniaczach monolitycznych typu OPA277P (Burr-Brown) [13]. Wzmacniacz typu OPA277P jest tanim układem monolitycznym (cena znacznie poniżej 10 dolarów), a charakteryzują go bardzo dobre właściwości takie jak: typowa wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia tylko 10  $\mu$ V z możliwością zerowania, typowa wartość dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia 0,1  $\mu$ V/°C, typowa wartość dryftu długoterminowego napięcia niezrównoważenia to 0,1  $\mu$ V w okresie czasu jednego miesiąca, typowa wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego wynosząca więcej niż  $2 \cdot 10^6$  V/V.

Przetwornik prąd/napięcie o układzie inwersyjnego wzmacniacza  $W_1$  dokładnie formuje sygnał inwersyjny napięciowy proporcjonalny do wartości prądu  $I_s$  na wejściu syntezy, gdyż wzmacniacz zawiera w układzie potencjometr  $P_{11}$  umożliwiający dokładne wyzerowanie wejściowego napięcia niezrównoważenia wzmacniacza. Ten sygnał napięciowy jest równy  $-R_1 I_s$  względem końcówki dodatniej „+” wzmacniacza  $W_1$  oznaczonej na schemacie cyfrą 3, końcówka „+” ma napięcie  $+U_3$  względem wspólnego punktu AGND. Toteż sumaryczny sygnał wyjściowy wzmacniacza  $W_1$  jest równy:  $U_1 = U_3 - R_1 I_s$  względem wspólnego punktu AGND.

Od tego sygnału  $U_1$  należy odjąć składnik  $U_3$ , aby wysteroować przetwornik cyfrowo-analogowy sygnałem proporcjonalnym do prądu  $I_s$ . W tym celu w układzie syntezy jest użyty prosty, ale dokładny wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych [7] ze wzmacniaczem  $W_2$  też typu OPA277P. Wejściowe napięcie niezrównoważenia tego wzmacniacza podlega wyzerowaniu potencjometrem  $P_{21}$ .

Wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych  $W_2$  zapewnia dokładne wzmocnienie równe jedności różnicy tych sygnałów wejściowych jeżeli jego rezystory spełniają dokładnie następujący warunek:



**Nastawy wielobrotowych potencjometrów strojeniowych**

$P_{11}$  jest strojony aby napięcie niezrównoważenia  $W_1$  nie przekroczyło  $\pm 2 \mu V$ .  
 $P_{21}$  jest strojony aby napięcie niezrównoważenia  $W_2$  nie przekroczyło  $\pm 2 \mu V$ .  
 $P_{22}$  jest strojony aby spełnić warunek  $R_{21}=R_{22}+P_{22}$  z niedokładnością  $\pm 10$  ppm.  
 $P_{23}$  jest strojony aby spełnić warunek  $R_{23}=R_{24}+P_{23}$  z niedokładnością  $\pm 10$  ppm.  
Przy nastawie  $P_{24}$  w środkowym położeniu  $P_{11}$  i  $P_{22}$  są strojone tak, aby maksymalna wartość symulowanej rezystancji wynosiła  $399,90 \Omega \pm 10$  m $\Omega$ , a następnie  $P_{24}$  jest strojony dla uzyskania maksymalnej wartości zakresu symulacji rezystancji  $399,902 \Omega$  z niedokładnością  $\pm 10$  ppm.

Rys. 2. Schemat syntezy rezystancji ZR213AI400Ω

Fig. 2. The schematic of ZR213AI400Ω resistance synthesizer

$$\frac{R_{22}}{R_{21}} \frac{P_{22}}{P_{23}} = \frac{R_{24}}{R_{23}} \frac{P_{23}}{P_{22}} = 1. \quad (8)$$

Dysponując dwoma parami dokładnych rezystorów o wartościach  $5,05 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$ , można ten warunek bez trudu spełnić dobierając dwie pary:  $R_{22} < R_{21}$  oraz  $R_{24} < R_{23}$  i odpowiednio dobierając nastawy wielobrotowych potencjometrów strojeniowych o rezystancji nominalnej  $10 \Omega$ , aby zostały spełnione następujące równości:

$$R_{22} + P_{22} = R_{21} \text{ oraz } R_{24} + P_{23} = R_{23}. \quad (9)$$

Po zestrojeniu wartości rezystorów z dokładnością  $10$  ppm uzyskuje się bardzo dokładne wzmocnienie według wzoru (8). Wzmacniacz różnicowy  $W_2$  formuje sygnał wyjściowy  $U_2 = U_3 - R_1 I_S - U_3 = -R_1 I_S$  według (3).

Sygnał napięciowy  $U_2$  nieco zmniejszony o ok.  $100$  ppm na potencjometrze  $P_{24}$  zostaje podany jako napięcie referencyjne  $U_{REF}$  do przetwornika cyfrowo-analogowego CA, który formuje sygnał z inwersją. Napięcia to opiszemy wzorem:

$$U_{REF} = -k U_2, \quad (10)$$

gdzie  $k$  współczynnik strojony nieco mniejszy od jedności. Potencjometrami wielobrotowymi strojeniami  $P_{11}$ ,  $P_{22}$  dokonuje się nastawy wstępnej charakterystyki syntezy, a potencjometrem wielobrotowym  $P_{24}$  dokonuje się strojenia końcowego, aby uzyskać dokładną zależność:

$$U_3 = k R_1 I_S X_C, \quad (11)$$

gdzie iloczyn  $k R_1$  jest równy:

$$k R_1 = 400,000 \Omega. \quad (12)$$

Zgodnie ze wzorem (7) charakterystyka syntezy opisana jest równaniem:

$$R_{wy} = 400,000 ( a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12} ). \quad (13)$$

Syntezy ma zakres rezystancji od  $399,902 \Omega$  dla pełnego wysterowania, do  $0,0977 \Omega$  dla najmniej znaczącego 12 bitu zwanego LSB.

Jako rezystory  $R_1$ ,  $R_{21}$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{23}$ ,  $R_{24}$  decydujące o wzmocnieniu wzmacniacza inwersyjnego i wzmacniacza różnicowego zastosowano rezystory dokładne RM67Z, oraz RM43B o różnicach współczynników temperaturowych rezystancji poszczególnych par rezystorów nie przekraczających  $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ , odpowiednio wyselekcjonowane i o wartości tolerancji rezystancji  $0,1 \%$ . Wielobrotowe potencjometry strojenia typu helitrim  $P_{11}$ ,  $P_{21}$ ,  $P_{22}$ ,  $P_{23}$ ,  $P_{11}$ ,  $P_{22}$  oraz  $P_{24}$  służyły do odpowiedniego wyzerowania napięcia niezrównoważenia wzmacniaczy, zestrojenia rezystorów wzmacniacza różnicowego oraz zestrojenia zakresu symulowanej rezystancji syntezy. Współczynniki temperaturowe rezystancji potencjometrów strojenia są nie większe od  $100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ . Pozostałe rezystory, które

**Tab. 1.** Zmierzone wartości błędów względnych nieliniowości charakterystyki syntezy ZR213AI400Ω odniesionych do zakresu 400 Ω  
**Tab. 1.** Measured values of relative errors nonlinearity characteristics of sustained synthesizer ZR213AI400Ω, range to 400 Ω

$R_{id} \Omega$	399,902	350,000	300,000	250,000	200,000	150,000	100,000	50,000	25,000
$R_{wy} \Omega$	399,898	349,995	299,999	249,992	199,995	149,999	100,002	49,996	24,998
$\delta R_{wy} \text{ wy}$ „-”	-10 ppm	-13 ppm	-3 ppm	-20 ppm	-13 ppm	-3 ppm	+5 ppm	-10 ppm	-5 ppm
$R_{wy} \Omega$	399,907	350,005	300,005	250,0005	199,998	150,013	100,011	50,007	25,013
$\delta R_{wy} \text{ wy}$ „+”	+13 ppm	+13 ppm	+13 ppm	+1 ppm	-5 ppm	+33 ppm	+28 ppm	+18 ppm	+33 ppm

$R_{id} \Omega$	12,500	6,250	3,125	1,5625	0,7813	0,3906	0,1953	0,0977	0,0000
$R_{wy} \Omega$	12,497	6,245	3,115	1,557	0,770	0,384	0,182	0,089	-0,004
$\delta R_{wy} \text{ wy}$ „-”	-8 ppm	-13 ppm	-25 ppm	-14 ppm	-28 ppm	-17 ppm	-34 ppm	-22 ppm	-10 ppm
$R_{wy} \Omega$	12,512	6,262	3,129	1,570	0,789	0,403	0,205	0,107	+0,003
$\delta R_{wy} \text{ wy}$ „+”	+30 ppm	+30 ppm	+10 ppm	+19 ppm	+19 ppm	+31 ppm	+24 ppm	+23 ppm	+8 ppm

nie decydują bezpośrednio o dokładności, są rezystorami o tolerancji 5 %.

Monolityczne wzmacniacze scalone OPA277P miały sprawdzone lub zestrojone niewielkie wartości ( $\pm 2 \mu\text{V}$ ) napięć niezrównoważenia. W celu zabezpieczenia przed przepięciami obwodów wyjściowych przetwornika CA, na jego końcówkach 1, 2 oraz 3 zastosowano, jako diody ograniczające napięcia  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ , złącza kolektor-baza tranzystorów BC107 o dość wysokim napięciu ograniczenia (ok. 680 mV), znacznie wyższym od dodatkowego ujemnego napięcia zasilania (-0,5 V) DGND.

Dla zapewnienia stabilnej pracy układu wzmacniaczy objętych ujemnymi sprzężeniami zwrotnymi, zastosowano jako ujemne sprzężenie dynamiczne kondensatory o pojemnościach 33 pF lub 10 nF.

Po uruchomieniu układów dokonano sprawdzenia charakterystyk stosując multimetr cyfrowy typ 2002 firmy Keithley. Wyniki badania charakterystyki układu syntezy ZR213AI400Ω przeznaczonego do symulacji rezystancji o zakresie zmian od 399,902 Ω do 0,0977 Ω podano w tab. 1. Są to dwie charakterystyki dla ujemnych oraz dla dodatnich napięć wyjściowych między zaciskami 1 oraz 2. Dla ujemnych napięć wyjściowych wyniki oznaczono wy „-”, a dla dodatnich napięć wyjściowych wyniki oznaczono wy „+”. Symbolem  $R_{id}$  oznaczono idealną wartość zadawaną rezystancji sygnałem cyfrowym.

Największy błąd nieliniowości charakterystyki nie przekracza 34 ppm. Błąd przy zerowej wartości sygnału cyfrowego to 10 ppm.

Celem badań eksperymentalnych, w których wykorzystano 12 bitowy tani przetwornik CA [9] było sprawdzenie

charakterystyki całego układu syntezy. Uzyskano błąd nieliniowości mniejszy niż graniczny błąd nieliniowości (*relative accuracy* [9]) przetwornika CA, który w najgorszym przypadku może wynosić  $\pm 1/2$  LSB (120 ppm). W praktyce obserwujemy, że producenci dostarczają układy scalone o znacznie lepszej dokładności niż dokładność gwarantowana danymi technicznymi tego układu. Najniższy punkt pomiarowy odpowiadający sygnałowi cyfrowemu o wadze najmniej znaczącego bitu (LSB)  $a_{12} = 1$  dotyczy wartości rezystancji  $R_{id} = 0,0977 \Omega$ .

W zastosowaniach praktycznych, dla osiągnięcia pomiarowego błędu rozdzielczości nastawy, należy stosować przetwornik cyfrowo-analogowy o większej rozdzielczości, na przykład 16-bitowy LTC1597A [14], co zapewni błąd rozdzielczości nastawy nie większy od 16 ppm.

#### 4. Podsumowanie

W opisanym układzie 12-bitowego syntezy ZR213AI400Ω uzyskano błędy względne charakterystyki, które nie przekraczają 34 ppm (0,004 %), odniesione do zakresu 400 Ω wartości rezystancji. Błąd zera charakterystyki nie przekracza 10 ppm (0,001 %).

Tak małe wartości błędów nieliniowości charakterystyki przy symulacji rezystancji mogą zostać zilustrowane przykładowym zastosowaniem symulowania temperatury czujników rezystancyjnych Pt 100. Przy stosowaniu opisanego układu syntezy, o maksymalnym błędzie nieliniowości 34 ppm, do symulacji czujnika rezystancyjnego Pt 100 w zakresie od -200 °C do +850 °C, błąd nieliniowości symulowanej charakterystyki nie przekroczy 0,05 °C.

A to dla zakresu pomiarowego od  $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$  do  $+850\text{ }^{\circ}\text{C}$  ( $1050\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) oznacza błąd względny nieliniowości nieprzekraczający wartości  $50\text{ ppm}$  ( $0,005\%$ ). Wynika to z tego, że charakterystyka temperatura/rezystancja czujnika Pt 100 jest nieliniowa i w okolicy ok.  $800\text{ }^{\circ}\text{C}$  stromość jej znacząco się zmniejsza.

Zaletą opisanego syntezyzatora rezystancji jest wspólny punkt sygnałowy AGND jego układu elektronicznego z wyjściem syntezyzatora oznaczonym S „-” (2), co zapewnia odporność na działania przez pojemności zakłócających źródeł prądowych o częstotliwości  $50\text{ Hz}$  z sieci zasilającej.

Stosując inne wartości rezystora dokładnego  $R_1 = 2000\ \Omega \pm 0,1\%$  można zrealizować syntezyzator rezystancji czujników Pt 500, a przy  $R_1 = 4000\ \Omega \pm 0,1\%$  można zrealizować syntezyzator rezystancji czujników Pt 1000.

## Bibliografia

1. Bartoszewski J., *Sterowany symulator czujników termorezystancyjnych*, Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
2. Korytkowski J., *Układy przetworników cyfrowo-analogowych napięcia, prądu i rezystancji oraz metoda ich analizy*, Wyd. Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów, Warszawa 2004.
3. Szymkiewicz J., *Elektroniczny symulator rezystancji*, II Konferencja Naukowa KNWS'05 „Informatyka – sztuka czy rzemiosło”, Złotniki Lubańskie 2005.
4. Szymkiewicz J., *Adjustacja kalibratorów rezystancji*, „Pomiary Automatyka Kontrola”, nr 6 bis/2006.
5. Bartoszewski J., Dusza D., *Sterowany cyfrowo symulator czujników termorezystancyjnych*. „Pomiary Automatyka Robotyka”, nr 2/2008, 14–18.
6. Korytkowski J., *Cyfrowo sterowane symulatory rezystancji i konduktancji – przegląd, opisy działania, przykłady rozwiązań*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, nr 2/2008, 6–13.
7. Korytkowski J., *Liniowe i nieliniowe układy ze wzmacniaczami monolitycznymi w urządzeniach pomiarowych*, Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2011.
8. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej syntezy rezystancji do dokładnej symulacji rezystancyjnych czujników temperatury*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, nr 5/2013, 86–92.
9. Analog Devices, *CMOS 12-Bit Buffered Multiplying DAC AD7545A*, Analog Devices Inc.2000 rev.C [www.analog.com/static/imported-files/data\_sheets/AD7545A.pdf].
10. IEC INTERNATIONAL STANDARD. IEC 60751. Edition 2.0 2008-07: *Industrial platinum resistance thermometers and platinum temperature sensors*, 2008.
11. Korytkowski J., *Układy przetwarzania cyfrowo-analogowego oraz właściwości scalonych przetworników CA*, Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2012.
12. Pease R. A., *Projektowanie układów analogowych. Poradnik praktyczny*, Wydawnictwo BTC, Legonowo 2005.
13. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *OPA277, OPA2277, OPA4277*. 2005, [http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/196569/BURR-BROWN/OPA277\_05.html].
14. Linear Technology: *LTC1591/LTC1597 14-Bit and 16-Bit Parallel Low Glitch Multiplying DACs with 4-Quadrant Resistors*. 15917fa. LT 0507. REV A. Linear Technology Corporation 1998. [http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/15917fa.pdf]. ■

## The new electronic circuit for digital controlled simulation of resistance temperature sensors

**Abstract:** The paper describes the new electronic circuit for digital controlled resistance synthesis including monolithic amplifiers and monolithic digital-analogue converter. On fig. 2 it is shown the electronic schematic of this digital controlled resistance synthesizer. It was formulated equation as the characteristic description of this resistance synthesizer. The experimental examination results of synthesizer model for resistance sensors at the range from  $0\ \Omega$  to  $400\ \Omega$  are described. The elaborated electronic circuit of resistance synthesizer have very good qualities of resistance characteristic accuracy, the nonlinearity is better than  $0,01\%$  ( $100\text{ ppm}$ ).

**Keywords:** monolithic amplifier, monolithic digital-analogue converter, resistance sensor, resistance simulation

Artykuł recenzowany, nadesłany 02.09.2013, przyjęty do druku 24.09.2013.

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

Ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej w 1956 r., doktorat 1972, docent 1978, prof. nzw. 2010. Kierownik Pracowni w Instytucie Elektrotechniki 1962–1970. Kierownik Zespołu w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów w latach 1970–2007 i prof. nzw. od 2010 r. W okresie 1973–1982 starszy wykładowca i docent w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej. Jest laureatem kilkunastu nagród za wdrożenia przemysłowe, w tym Zespołowej Nagrody Państwowej drugiego stopnia w 1976 r. Ma w swoim dorobku jako autor, współautor lub tłumacz: 8 wydawnictw książkowych, jest autorem lub współautorem 61 publikacji oraz 14 patentów polskich. Jest specjalistą w dziedzinie elektroniki przemysłowej.

e-mail: jkorytkowski@piap.pl

