

Układ elektroniczny cyfrowego syntezy konduktancji do symulacji dużych rezystancji

Jacek Korytkowski

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

Streszczenie: W artykule przedstawiono nowy układ cyfrowej syntezy konduktancji, przeznaczony do symulacji dużych wartości rezystancji, złożony ze wzmacniaczy monolitycznych oraz cyfrowo sterowanego monolitycznego przetwornika cyfrowo-analogowego. Podano opis charakterystyki symulowanej konduktancji i rezystancji w funkcji sterującego sygnału cyfrowego. Przedstawiono schemat i wyniki badań charakterystyki modelowego układu symulatora konduktancji w przedziale zmian od 100 nS do 1 nS, co odpowiada zmianom rezystancji od 10 MΩ do 1000 MΩ. Układ modelowy realizuje cyfrową symulację charakterystyki konduktancji o błędach nieliniowości o wartościach poniżej 0,02% odnoszonych do pełnego zakresu symulacji 100 nS. Dla charakterystyki układu nieliniowej cyfrowej symulacji rezystancji błędy odnoszone do wartości aktualnie symulowanej rezystancji w przedziale od wartości 10 MΩ do wartości 100 MΩ są mniejsze od 0,3%, a w przedziale od 100 MΩ błędy względne symulowanej rezystancji są mniejsze od 1%.

Słowa kluczowe: wzmacniacz monolityczny, monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy, symulacja konduktancji, symulacja rezystancji

1. Wstęp

Symulowanie rezystancji jest potrzebne we współczesnych mikroprocesorowych urządzeniach kontroli właściwości izolacyjnych sprzętu elektrycznego i elektronicznego w celu sprawdzania mierników pomiaru rezystancji o dużych wartościach. Symulatory te stanowią wyposażenie testerów przeznaczonych zarówno dla producentów sprzętu, jak i dla użytkowników sprzętu w celu zapewnienia bezpieczeństwa w trakcie eksploatacji tego sprzętu.

Opisy sterowanych cyfrowo symulatorów rezystancji dużych ($G\Omega$) są nieliczne w polskiej literaturze technicznej [1, 2]. Są znane publikacje [3–8] dotyczące metod wzorcowania mierników dużych rezystancji oraz symulatorów do wzorcowania megaomomierzy, jednak w tych publikacjach nie są poruszane zagadnienia elektronicznych układów bezpośredniego cyfrowego sterowania symulowanej rezystancji.

Różne sterowane cyfrowo symulatory konduktancji i rezystancji autor opisał w numerach 9/2013 [9], 4/2014 [10] miesięcznika Pomiary Automatyka Robotyka oraz w książce [11]. Nowy opracowany przez autora układ symulatora konduktancji do symulacji dużych wartości rezystancji zostanie opisany w niniejszym artykule. Układ ten należy do grupy układów nazywanych syntezy konduktancji (ang. *conductance synthesizers*).

Są to układy syntezy konduktancji wykorzystujące monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy oraz precyzyjne wzmacniacze monolityczne. Syntezy konduktancji ten umożliwia wytwarzanie cyfrowo sterowanej konduktancji, bazując na wartości odniesienia rezystancji rezystora dokładnego i na wartości odpowiednio cyfrowo sterowanego wzmocnienia sygnału prądowego w układzie elektronicznym z przetwornikiem cyfrowo-analogowym i z układem wzmacniaczy monolitycznych.

Układ syntezy konduktancji, będący przedmiotem artykułu, bazuje na przetworniku cyfrowo-analogowym [12] 12-bitowym typu AD7545AKNZ [13]. Opracowany układ realizuje swoją funkcję przez proporcjonalne sterowanie sygnałem cyfrowym współczynnika wzmocnienia napięcia, które jest proporcjonalne do wartości napięcia na zaciskach wyjściowych symulatora, a napięcie to jest przetwarzane na prąd wymuszany między dwoma zaciskami wyjściowymi syntezy konduktancji lub pomiaru rezystancji, dla którego realizowana jest symulacja. Dzięki temu układ współpracy syntezy konduktancji z układem pomiaru konduktancji lub rezystancji jest odporny na zakłócające prądy pojemnościowe o częstotliwości 50 Hz sieci zasilającej.

Syntezy konduktancji dużych rezystancji charakteryzują się małą wartością prądu na zaciskach wyjściowych syntezy konduktancji, rzędu 1000 nA. Z tego powodu precyzyjny monolityczny wzmacniacz formujący prąd wyjściowy powinien mieć prąd polaryzacji wejścia nie większy niż 0,5 nA. Syntezy konduktancji dużych rezystancji są przystosowane do pracy przy dość dużym napięciu wyjściowym rzędu kilkunastu woltów. Użyty do sprawdzenia

Autor korespondujący:

Jacek Korytkowski, jkorytkowski@piap.pl

Artykuł recenzowany

nadesłany 10.07.2015 r., przyjęty do druku 18.08.2015 r.



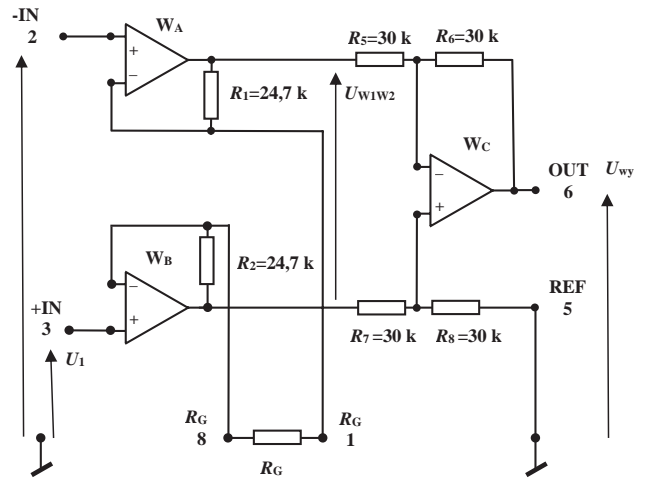
Zezwala się na korzystanie z artykułu na warunkach licencji Creative Commons Uznanie autorstwa 3.0

dokładności charakterystyki układu modelowego syntezyzatora dokładny miernik cyfrowy firmy Keithley typu 2002 na zakresach 20 MΩ, 200 MΩ oraz 1 GΩ stosuje napięcie wyjściowe do 14 V. Z tego powodu w układzie syntezyzatora zastosowano podwyższone napięcia zasilające ±18 V, co zapewniło napięciowe pole pracy wzmacniaczy przekraczające ±15 V. Z przeglądu współczesnych wzmacniaczy monolitycznych precyzyjnych [14] wybrano do realizacji syntezyzatora wzmacniacz monolityczny typu LT1097CN8 [15] oraz wzmacniacze monolityczne specjalizowane typu LT1168C [16], które spełniają powyższe wymagania.

2. Zasada działania syntezyzatora dużych rezystancji

W układzie elektronicznym syntezyzatora konduktancji wykorzystano monolityczne wzmacniacze specjalizowane realizujące algorytm różnicy dwu sygnałów napięciowych, przy czym wzmocnienie tej różnicy sygnałów jest ustalane tylko jednym dokładnym rezystorem R_G w szerokim zakresie, na przykład od wartości 1 V/V do 1000 V/V. Pozwala to na realizację analogowych układów sumujących przy zastosowaniu minimalnej liczby kosztownych rezystorów dokładnych. Wzmacniacze specjalizowane („*instrumentation amplifiers*”) realizujące ten algorytm oferują takie firmy jak Analog Devices (np. AD8221, AD8223, AD8422, AD8428) oraz Linear Technology (np. LT1168C). Wzmacniacze te mają bardzo dobre parametry charakterystyczne dla wzmacniaczy precyzyjnych w zakresie: małych wartości napięć niezrównoważenia, małych dryftów temperaturowych napięć niezrównoważenia, małych wartości prądów polaryzacji wejść, bardzo dużych wartości rezystancji dla napięcia wspólnego oraz zapewniają bardzo dobrą liniowość charakterystyki, a więc małe błędy współczynnika wzmocnienia napięciowego realizowanego algorytmu. Wzmacniacze są przystosowane do pracy przy napięciach zasilania do ±18 V lub ±20 V, są przydatne do realizacji układów syntezyzatorów dużych rezystancji.

Wzmacniacze te są realizowane w technologii monolitycznej z wykorzystaniem laserowego strojenia wartości rezystorów dla zapewnienia właściwych parametrów układu monolitycznego. Zastosowany układ monolityczny LT1168C stanowi zmody-

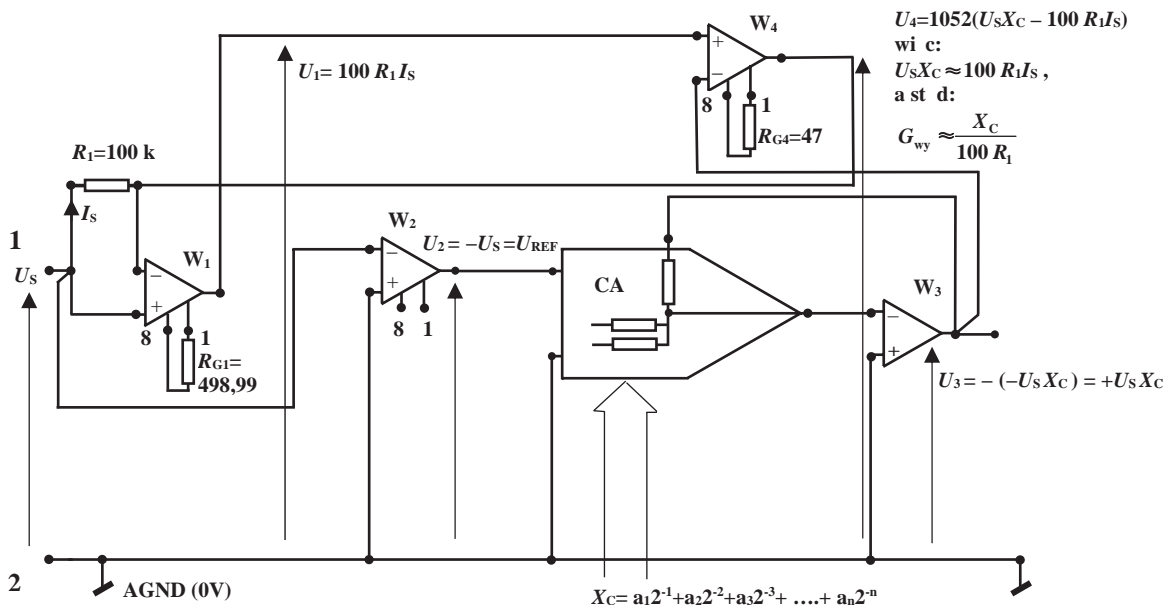


Rys. 1. Schemat funkcjonalny wzmacniacza specjalizowanego typu LT1168C

Fig. 1. Functional block diagram of the instrumentation amplifier LT1168C

fikowaną wersję układu wzmacniającego zawierającego trzy wzmacniacze operacyjne z dodatkowym stopniem na dwu tranzystorach npn wzmocnienia prądu wejściowego. Ten stopień wzmocnienia prądu wejściowego jest odpowiednio strojony, by uzyskać zerową wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia całego wzmacniacza LT1168C. Korzystając z opisów wzmacniacza AD8428 [17] na rys. 1 został przedstawiony uproszczony schemat funkcjonalny wzmacniacza LT1168C. Na tym schemacie zostały pominięte źródła prądowe i źródła napięciowe reprezentujące takie parametry wzmacniaczy składowych, jak wejściowe napięcia niezrównoważenia oraz prądy polaryzacji wejść, których wartości są traktowane jako pomijalne. Pominięto także kondensatory zapewniające stabilną pracę układu w zakresie wzmocnień napięcia od 1 V/V do 1000 V/V oraz obwody zasilania wzmacniaczy.

Jeżeli dla przedstawionego na rys. 1 schematu przyjmiemy, że wartości wzmocnień napięciowych (w pętli otwartej) wzmacniaczy składowych W_A , W_B oraz W_C są nieskończenie duże,



Rys. 2. Schemat uproszczony syntezyzatora konduktancji do symulacji dużych wartości rezystancji

Fig. 2. The simple circuits diagram of conductance synthesizer for simulation great worth of resistance

to napięcie wyjściowe U_{W1W2} pierwszego stopnia wzmocnienia opisze równanie:

$$U_{W1W2} = (U_1 - U_2) \frac{R_1 + R_2 + R_G}{R_G} = (U_1 - U_2) \left(\frac{R_1 + R_2}{R_G} + 1 \right). \quad (1)$$

Dla podanych na schemacie wartości rezystancji $R_5 = R_6 = R_7 = R_8$ wzmocnienie napięciowe drugiego stopnia wzmacniacza składowego W_C jest równe jedności, wzmacniacz ten służy do przetworzenia różnicowego napięcia wyjściowego stopnia pierwszego U_{W1W2} na napięcie wyjściowe U_{wy} odnozione do punktu wspólnego układu wzmacniacza (zwanego „0 V”). Charakterystykę wzmacniacza LT1168C opisuje następujące równanie:

$$U_{wy} = (U_1 - U_2) \left(\frac{49,4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1 \right) \quad (2)$$

Przy braku rezystora R_G (przerwa między końcówkami 1 oraz 8, $R_G = \infty$) wzmocnienie napięciowe wzmacniacza jest równe 1 V/V.

Uproszczony schemat syntezy konduktancji został podany na rys. 2.

W układzie zastosowano jako W_1 , W_2 oraz W_4 monolityczne wzmacniacze specjalizowane typu LT1168C o charakterystyce opisanej równaniem (2). Jako wzmacniacz W_3 zastosowano klasyczny precyzyjny monolityczny wzmacniacz operacyjny typu LT1097CN8.

Taki układ syntezy konduktancji do symulacji dużych wartości rezystancji został opracowany w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów PIAP w Warszawie i został oznaczony symbolem ZK213AI100nS. Zakres zmian rezystancji od 10 M Ω (100 nS) do 1000 M Ω (1 nS) umożliwia sprawdzanie mierników rezystancji izolacji. Ponieważ parametr przewodności elektrycznej jest raczej rzadko stosowany, należy przypomnieć, że jednostką przewodności elektrycznej jest 1 S zwany jednym simensem, a przewodność jednego simensa 1 S odpowiada oporności jednego oma 1 Ω .

Układ syntezy jest układem aktywnym, który wymusza prąd I_S na swoich zaciskach wyjściowych „1” i „2”. Prąd ten ma w przybliżeniu wartość proporcjonalną do iloczynu $U_S X_C$, gdzie U_S jest napięciem między zaciskami wyjściowymi „1” i „2”, X_C stanowi wartość cyfrowego sygnału sterującego. Współczynnik proporcjonalności stanowi odwrotność wyrażenia $100 R_1$ ($1/100R_1$), gdzie wartość 100 V/V jest współczynnikiem wzmocnienia napięciowego wzmacniacza W_1 wynikającym z wartości rezystancji $R_{G1} = 498,99 \Omega$. Zależność prądu I_S od iloczynu $U_S X_C$ wynika z działania wzmacniacza W_4 , który dzięki bardzo małej wartości rezystora $R_{G4} = 47 \Omega$ ma bardzo dużą wartość wzmocnienia napięciowego, przekraczającą nieco 1000 V/V. Układ wzmacniacza W_4 wymusza prąd I_S na wejściu syntezy. Układ wzmacniacza W_4 o dużym wzmocnieniu, wynoszącym 1052 V/V, opisuje równanie:

$$U_4 = 1052(U_S X_C - 100 R_1 I_S). \quad (3)$$

Prąd I_S po przekształceniu równania (3) będzie opisany wzorem:

$$I_S = \frac{U_S X_C}{100 R_1} - \frac{U_4}{100 R_1 1052}, \quad (4)$$

przy sterującym sygnałem cyfrowym $X_C = 1$ drugi składnik po prawej stronie równania jest przeszło 1000 razy mniejszy od składnika pierwszego, gdyż napięcie U_4 jest nieco mniejsze od napięcia U_S . Z równania (4) wynikają dwa wnioski:

– wymuszany prąd w symulatorze wykazuje z niewielkim błędem zależność proporcjonalną od sygnału cyfrowego X_C według wzoru:

$$I_S = \frac{U_S X_C}{100 R_1}. \quad (5)$$

– podczas symulacji bardzo małych wartości konduktancji dla sygnału cyfrowego $X_C \ll 1$ należy skorygować stały błąd wynikający ze wzoru (4).

Korzystając z przybliżonej zależności (5) można opisać symulowaną konduktancję G_{wy} między zaciskami „1” i „2” następującym wzorem:

$$G_{wy} = \frac{I_S}{U_S} \approx \frac{X_C}{100 R_1}, \quad (6)$$

gdzie liczba 100 jest współczynnikiem wzmocnienia wzmacniacza W_1 liczonym w V/V, a R_1 stanowi wartość rezystancji dokładnego rezystora.

Wracając do schematu podanego na rys. 2 można omówić działanie układu syntezy konduktancji. Wzmacniacz specjalizowany W_2 o dokładnym wzmocnieniu napięciowym 1 V/V, w wyniku braku rezystora między punktami 1 i 8 ($R_{G2} = \infty$) dokonuje inwersji napięcia na wyjściu syntezy U_S na napięcie ujemne:

$$U_2 = - U_S. \quad (7)$$

Napięcie $- U_S$ stanowi napięcie referencyjne $U_{REF} = U_2$ przetwornika cyfrowo-analogowego CA.

$$U_{REF} = U_2 = - U_S. \quad (8)$$

Wzmacniacz W_2 realizuje swoją funkcję praktycznie izolując punkt „1” wyjścia syntezy od wejścia napięcia referencyjnego przetwornika CA. Rezystancja wejściowa wzmacniacza W_2 (LT1168C) jest większa od 200 G Ω (typowo 1250 G Ω).

Zastosowany w układzie syntezy przetwornik CA [12] wymaga stosowania na wyjściu wzmacniacza operacyjnego 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. Rezystor ujemnego sprzężenia zwrotnego inwersyjnego wzmacniacza W_3 jest zawarty w scalonym przetworniku CA i 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:

$$U_3 = - U_{REF} X_C = - (- U_S X_C) = + U_S X_C \quad (9)$$

Układ przetwarzania napięcia U_3 na sygnał prądowy I_S syntezy jest realizowany za pomocą wzmacniaczy W_4 oraz W_1 typu LT1168C. Wzmacniacz W_1 o dokładnym wzmocnieniu napięciowym 100 V/V nastawionym za pomocą rezystora $R_{G1} = 498,99 \Omega$ formuje sygnał napięciowy U_1 proporcjonalny do wartości prądu I_S syntezy według wzoru:

$$U_1 = 100 R_1 I_S. \quad (10)$$

Prąd wyjściowy I_S syntezy jest wymuszany przez wzmacniacz W_4 . Wzmacniacz W_4 o bardzo dużej wartości wzmocnienia napięciowego wynoszącej 1052 V/V wynikającego z wartości rezystora $R_{G4} = 47 \Omega$ porównuje doprowadzone na swoje wejście „-” napięcie U_3 z napięciem wyjściowym U_1 ze wzmacniacza U_1 doprowadzonym na wejście „+”. Napięcie wyjściowe wzmacniacza W_4 oznaczone U_2 , które wymusza prąd I_S pobierany z wyjścia syntezy „1” zostało opisane wzorem (3). Równanie prądu I_S zostało opisane wzorem (4), z którego wynika wzór (6) opisujący charakterystykę syntezy konduktancji. Podstawiając do wzoru (6) wartość dokładnego rezystora $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ otrzymamy następujący opis charakterystyki syntezy konduktancji przy zastosowaniu n-bitowego przetwornika CA:

$$G_{wy} = 100 (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}) \text{ nS}. \quad (11)$$

Synteza konduktancji może służyć do symulacji dużych wartości rezystancji. Charakterystyka symulacji rezystancji omawianego syntezy konduktancji jest opisana wzorem:

$$R_{wy} = \frac{10 \text{ M}\Omega}{a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}}. \quad (12)$$

Opisany układ syntezy konduktancji pracuje prawidłowo w zakresie zmian symulowanej rezystancji od 10 M Ω do 1 G Ω .

3. Opis modelu doświadczalnego syntezy konduktancji

Pełny schemat układu syntezy rezystancji o oznaczeniu ZK213A1100nS został podany na rys. 3.

W celu uzyskania lepszej przejrzystości na schemacie (rys. 3) nie umieszczono na nim zastosowanych kondensatorów odprężających o pojemności 680 nF dołączonych między wspólny punkt AGND do końcówek 7 poszczególnych wzmacniaczy W_1, W_2, W_3, W_4 dla dodatnich napięć zasilających $+U_z$ oraz dołączonych między wspólny punkt AGND do końcówek 4 tych wzmacniaczy dla ujemnych napięć zasilających $-U_z$. W celu rozszerzenia roboczego pola napięć wzmacniaczy do $\pm 15 \text{ V}$, czego wymagają układy pomiaru rezystancji, w układzie zastosowano napięcia zasilające tych wzmacniaczy $+U_z = +18 \text{ V} \pm 1,5 \text{ V}$ oraz $-U_z = -18 \text{ V} \pm 1,5 \text{ V}$.

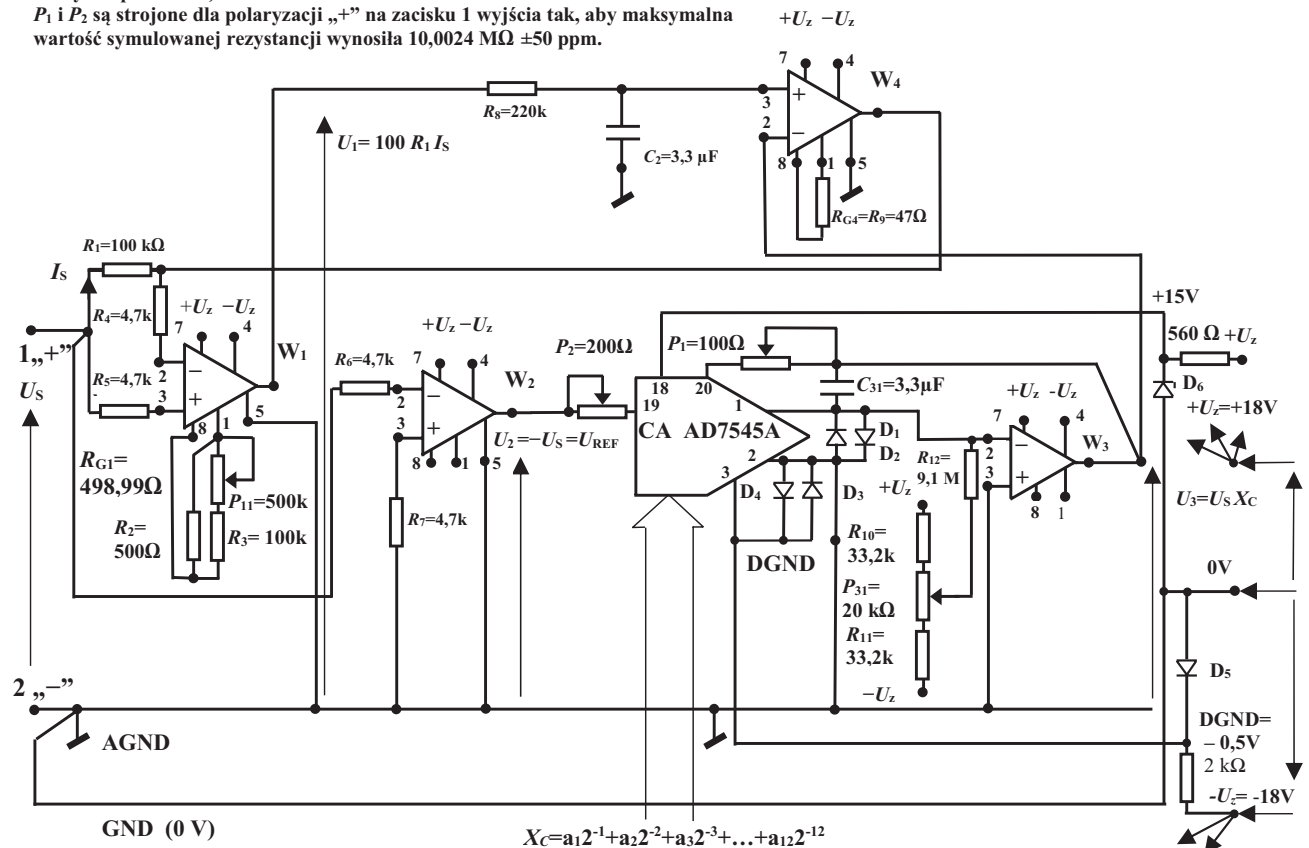
Przetwornik CA typu AD7545AKNZ [13] ma doprowadzone dodatnie napięcie zasilające $+15 \text{ V}$ na końcówkę 18 z diody Zenera D_6 . Dla tego przetwornika zastosowano dwa kondensatory odprężające o pojemności 680 nF między końcówką 18 a AGND, oraz między końcówką 18 a DGND, stanowiącym wspólny punkt zasilania dla sygnałów cyfrowych – kon-

Nastawy wieloobrotowych potencjometrów strojeniuowych

P_{11} jest strojony aby wzmocnienie napięciowe W_1 wynosiło 100,00 V/V ± 1000 ppm.

P_{31} jest strojony aby dla sygnału cyfrowego X_c : $a_7=1, a_9=1, a_{12}=1$ symulowana wartość rezystancji na wyjściu wynosiła 999 M $\Omega \pm 2 \text{ M}\Omega$ (średnia z dziesięciu odczytów pomiarów).

P_1 i P_2 są strojone dla polaryzacji „+” na zacisku 1 wyjścia tak, aby maksymalna wartość symulowanej rezystancji wynosiła 10,0024 M $\Omega \pm 50 \text{ ppm}$.



Rys. 3. Schemat syntezy konduktancji ZK213A1100nS
Fig. 3. The schematic of ZK213A1100nS conductance synthesizer

densatorów tych nie pokazano na schemacie. Dla sygnałów cyfrowych przetwornika AD7545AKNZ zastosowano osobny wspólny punkt zasilania nazwany DGND, zasilany z dodatkowego napięcia ujemnego o wartości około $-0,5$ V, a uzyskanego z odpowiednio zasilanej ujemnym napięciem diody krzemowej D_5 . Zapewniło to brak zakłócającego działania sygnałów cyfrowych na obwód syntezy rezystancji. Schemat (rys. 3) zawiera układ wzmacniacza W_3 typu LT1097CN8, który zapewnia inwersję sygnału wyjściowego U_3 w stosunku do napięcia referencyjnego U_{REF} przetwornika cyfrowo-analogowego AC.

Układ tego przetwornika współpracuje ze wzmacniaczem monolitycznym W_3 typu LT1097CN8 [15]. Wzmacniacz ten ma bardzo dobre właściwości: typowa wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia tylko $10 \mu\text{V}$, typowa wartość dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typowa wartość dryftu długoterminowego napięcia niezrównoważenia to $0,3 \mu\text{V}$ w okresie jednego miesiąca, typowa wartość prądu polaryzacji wejścia 40 pA oraz duża typowa wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego wynosząca $2,5 \cdot 10^6 \text{ V/V}$.

Jak wynika ze wzoru (4) dokładna charakterystyka wymuszanego na wyjściu prądu I_S w funkcji napięcia wyjściowego U_S nie jest proporcjonalna, lecz zawiera składnik zależny od napięcia wyjściowego U_4 wzmacniacza W_4 . Dokładną charakterystykę symulatora można opisać wzorem:

$$G_{wy} = \frac{I_S}{U_S} = \frac{X_C}{100R_1} - \frac{U_4}{U_S} \frac{X_C}{100R_1 X_C 1052} = \frac{X_C}{100R_1} \left(1 - \frac{U_4}{X_C 1052}\right). \quad (13)$$

Patrząc na schemat (rys. 3) można zauważyć, że napięcie U_4 jest tylko nieco mniejsze od napięcia U_S , gdyż spadek napięcia na rezystorze R_1 od prądu I_S przy nominalnymysterowaniu symulatora wynosi tylko jedną setną napięcia U_S . Można przyjąć przybliżenie $U_4 = U_S$. Wzór (13) przyjmuje postać następującą:

$$G_{wy} = \frac{X_C}{100R_1} \left(1 - \frac{1}{X_C 1052}\right). \quad (14)$$

Składnik drugi po prawej stronie równania można skompensować wprowadzając dodatni stały składnik korekcyjny wartości prądu I_S wynikający ze wzoru (4). Dla nominalnej wartości sygnału cyfrowego $X_C = 1$ składnik ten będzie miał wartość ok. 1052 ppm ($0,1\%$). Jest to składnik wynikający z ograniczonej wartości wzmocnienia napięciowego wzmacniacza W_4 wynoszącej 1052 V/V . W układzie z rys. 3 wprowadzenie kompensacji zostało zrealizowane za pomocą dodatkowej polaryzacji wejścia wzmacniacza W_3 z potencjometru P_{31} przez szeregowy rezystor R_{12} o wartości $9,1 \text{ M}\Omega$. Jednak dla małych wartości sygnału cyfrowego, np. $X_C = 0,01$ składnik ten będzie osiągał wartość ok. 10% . Spowodowało to wprowadzenie odpowiedniej kolejności strojenia charakterystyki symulatora. W celu uzyskania dobrych dokładności symulatora, strojeniu podlega charakterystyka tylko dla jednej polaryzacji sygnałów wejściowych. Rodzaj polaryzacji wynika z narzuconych wymagań przez miernik rezystancji lub konduktancji, dla którego przeznaczony jest symulator. W praktyce, w miernikach takich stosowana jest przeważnie dodatnia polaryzacja napięcia zacisku wejściowego 1, oznaczonego na schemacie „+” względem zacisku 2, oznaczonego na schemacie „-”. Dalej podano opis strojenia symulatora dla wybranej polaryzacji dodatniej. Przy wymaganej polaryzacji napięcia zacisku 1 ujemnej należy dokonać przestrojenia symulatora.

Pierwszym etapem strojenia symulatora jest dobranie właściwego wzmocnienia napięciowego wzmacniacza W_1 . W tym celu należy dołączyć do symulatora miernik odbieranej rezystancji o polaryzacji dodatniej. Po wybraniu sygnału cyfrowego maksymalnego (wszystkie bity mają wartość 1) należy dołączyć woltomierz między AGND i suwak potencjometru P_{31} . Suwak należy ustawić w takim położeniu, aby mierzone napięcie nie przekraczało $\pm 50 \mu\text{V}$. Następnie należy dobrać nastawę wzmocnienia wzmacniacza W_1 dobierając odpowiednio nastawę suwaka potencjometru P_{11} , aby symulowana wartość rezystancji wynosiła $10,0024 \text{ M}\Omega \pm 100 \Omega$.

Drugim etapem strojenia jest odpowiednie dobranie nastawy potencjometru P_{31} , aby skompensować efekt ograniczonego wzmocnienia wzmacniacza W_4 przy symulacji największej wartości rezystancji $999 \text{ M}\Omega$ dla sygnału cyfrowego X_C : $a_7 = 1, a_9 = 1, a_{12} = 1$ z niedokładnością $\pm 2 \text{ M}\Omega$ dla średniej z 10 kolejnych pomiarów rezystancji.

Trzecim etapem strojenia jest taki dobór nastaw potencjometrów P_1 i P_2 , aby maksymalna wartość symulowanej rezystancji wynosiła $10,00244 \text{ M}\Omega \pm 50 \Omega$.

Po zestrojeniu uzyskuje się charakterystykę konduktancji według wzoru (11).

Syntezyator ma zakres konduktancji od $99,9756 \text{ nS}$ dla pełnegoysterowania sygnału X_C , do $1,001 \text{ nS}$ dla minimalnej wartości konduktancji dla minimalnego sygnału X_C : $a_7 = 1, a_9 = 1, a_{12} = 1$.

Syntezyator służy do symulacji dużych wartości rezystancji według wzoru (12).

Syntezyator zapewnia nieliniową symulację wartości rezystancji od $10,00244 \text{ M}\Omega$ dla pełnegoysterowania sygnału X_C , do $999 \text{ M}\Omega$ dla maksymalnej wartości rezystancji dla minimalnego sygnału X_C : $a_7 = 1, a_9 = 1, a_{12} = 1$.

Tabela 1. Wartości błędów względnych nieliniowości charakterystyki syntezyatora konduktancji odniesione do pełnego jego zakresu 100 nS
Table 1. The values of relative errors nonlinearity characteristic of synthesizer refer to full range 100 nS

G_{id} nS	99,9756	80,0049	62,5000	50,0000	39,9902	25,0000	19,9951	14,9902	12,5000
R_{wy} MΩ	10,00270	12,50074	16,00450	20,0051	25,0153	40,0090	50,0393	66,7518	80,0463
G_{wy} nS	99,9730	79,99526	62,48243	49,9873	39,9755	24,9944	19,9843	14,9809	12,49277
δG_{wy}	-26 ppm	-96 ppm	-176 ppm	-128 ppm	-147 ppm	-56 ppm	-108 ppm	-93 ppm	-72 ppm

G_{id} nS	10,0098	8,00782	5,00488	4,00391	2,48923	2,00196	1,61132	1,24511	1,00098
R_{wy} MΩ	100,0516	125,1435	200,382	250,508	402,097	500,957	621,043	805,420	1002,33
G_{wy} nS	9,9948	7,99083	4,99047	3,99188	2,48696	1,9962	1,61019	1,24159	0,99768
δG_{wy}	-150 ppm	-170 ppm	-144 ppm	-120 ppm	-23 ppm	-58 ppm	-12 ppm	-35 ppm	-33 ppm

Tabela 2. Wartości błędów względnych charakterystyki rezystancji syntezytoru odniesione do wartości aktualnie symulowanych rezystancji
 Table 2. The values of relative errors resistance characteristic of synthesizer refer to actually simulated resistance values

G_{id} nS	99,9756	80,0049	62,5000	50,0000	39,9902	25,0000	19,9951	14,9902	12,5000
R_{id} MΩ	10,00244	12,49924	16,00000	20,00000	25,00611	40,00000	50,01221	66,7101	80,0000
R_{wy} MΩ	10,00270	12,50074	16,00450	20,0051	25,0153	40,0090	50,0393	66,7518	80,0463
δR_{wy}	+26 ppm	+120 ppm	+281 ppm	+250 ppm	+350 ppm	+230 ppm	+540 ppm	+630 ppm	+580 ppm

G_{id} nS	10,0098	8,00782	5,00488	4,00391	2,48923	2,00196	1,61132	1,24511	1,00098
R_{id} MΩ	99,9024	124,878	199,805	249,756	401,730	499,510	620,610	803,140	999,020
R_{wy} MΩ	100,0516	125,1435	200,382	250,508	402,097	500,957	621,043	805,420	1002,33
δR_{wy}	+1490 ppm	+2130 ppm	+2890 ppm	+3010 ppm	+920 ppm	+2900 ppm	+700 ppm	+2840 ppm	+3310 ppm

Jako rezystory R_1, R_2 zastosowano precyzyjne rezystory o tolerancji $\pm 0,1\%$ oraz o małych współczynnikach temperaturowych rezystancji ± 15 ppm/°C. Rezystor $R_1 = 100$ kΩ jest typu MF006BB1003A10 [18]. Rezystor R_2 stanowi połączenie szeregowo pięciu rezystorów o rezystancji 100 Ω typu MF006BB1000A10 [18]. Rezystory R_{10} i R_{11} o rezystancji 33,2 kΩ $\pm 0,5\%$ mają współczynnik temperaturowy ± 50 ppm/°C. Pozostałe rezystory, niedecydujące bezpośrednio o dokładności symulatora, są rezystorami o tolerancji 5%. Wieloobrotowe potencjometry strojeniowe P_1, P_2, P_{11}, P_{31} są typu helitrim i mają współczynniki temperaturowe nie większe od 100 ppm/°C.

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, D_4 stanowiące złącza kolektor-baza tranzystorów BC107 o dość dużym 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 konieczne było zastosowanie, w miejscach podanych na schemacie, kondensatorów foliowych C_2 oraz C_{31} o pojemności 3,3 μF typu MKSE.

Po uruchomieniu układu modelowego sprawdzono charakterystyki stosując multimetr cyfrowy typ 2002 firmy Keithley. Multimetr ten na zakresie 20 MΩ zapewnia niedokładność krótkoterminową (24 h) ± 50 ppm, a na zakresie 1 GΩ jego niedokładność krótkoterminowa wynosi 750 ppm wartości mierzonej.

Wyniki badania charakterystyki modelowego układu syntezytoru konduktancji ZK213AI100nS przeznaczonego do liniowej symulacji konduktancji o zakresie zmian od 99,9756 nS do 1,001 nS podano w tab. 1. W tabeli 2 podano wyniki badania nieliniowej symulacji rezystancji w zakresie zmian od 10,00244 MΩ do 999 MΩ. Symbolem G_{id} oznaczono idealną wartość zadawaną konduktancji sygnałem cyfrowym. Symbolem R_{id} oznaczono idealną wartość zadawaną rezystancji. Symbolem R_{wy} oznaczono średnie wartości zmierzone multimetrem symulowanej wartości rezystancji, a symbolem G_{wy} oznaczono wyliczone średnie wartości symulowanej konduktancji.

Z powodu niemałej krótkoterminowej niedokładności multimetru (± 750 ppm/24 h), w poszczególnych punktach charakterystyki wykonywano po kilkanaście odczytów pomiarów, a w tabelach wpisano wartości średnie R_{wy} z tych odczytów.

Ze względu na inercyjny charakter układu, po wybraniu sygnału cyfrowego danego punktu charakterystyki, pomiary rozpoczynano po odczekaniu jednej minuty.

Największy błąd nieliniowości charakterystyki nie przekracza 176 ppm. Błąd przy minimalnej wartości sygnału cyfrowego ($a_7 = 1, a_9 = 1, a_{12} = 1$) to tylko 33 ppm.

Celem badań eksperymentalnych, w których wykorzystano 12-bitowy tani przetwornik CA [13] i wzmacniacze monolityczne o umiarkowanej cenie, było sprawdzenie charakterystyki całego układu syntezytoru. Uzyskano błąd nieliniowości 0,02%, nieco większy niż graniczny błąd nieliniowości tego przetwornika (*relative accuracy* [13]) wynoszący $\pm 1/2$ LSB (0,012 %).

Największy błąd względny symulowanej rezystancji badanego modelu odniesiony do wartości aktualnie symulowanej w zakresie od 10 MΩ do 100 MΩ nie przekracza 0,15% (1500 ppm), a w zakresie od 100 MΩ do 1000 MΩ nie przekracza 0,4% (4000 ppm).

4. Wnioski

Opracowany układ syntezytoru konduktancji ZK213AI100nS umożliwia nieliniowe w funkcji zmian sygnału cyfrowego symulowanie dużych wartości rezystancji w zakresie do 100 MΩ z błędami poniżej 0,3% oraz w zakresie do 1000 MΩ – też z umiarkowanymi błędami poniżej 1%. Zaletą opisanego w artykule syntezytoru rezystancji jest wspólny punkt sygnałowy AGND jego układu elektronicznego z wyjściem syntezytoru oznaczonym 2 „-”, co zapewnia odporność na działania przez pojemności zakłócających źródeł prądowych o częstotliwości 50 Hz z sieci zasilającej.

Bibliografia

1. Urbański K., *Kalibrator wielkich rezystancji sterowany za pomocą komputera*. Komisja Metrologii PAN. Konferencja Podstawowe Problemy Metrologii PPM'98, Gliwice, 1998.
2. Szmytkiewicz J., *Adjustacja kalibratorów rezystancji*. Pomiary, Automatyka, Kontrola, nr 6 bis 2006.
3. Lisowski M.: *Metody wzorcowania analogowych mierników bardzo dużych rezystancji. Część I: Metoda bezpośrednia*. Pomiary, Automatyka, Kontrola. Vol. 49, nr 6/2003, 10–12.
4. Lisowski M., *Metody wzorcowania analogowych mierników bardzo dużych rezystancji. Część II: Metoda interpolacyjna i metody pośrednie*. Pomiary, Automatyka, Kontrola. Vol. 49, nr 6/2003, 12–14.
5. Lisowski M., *Metody wzorcowania cyfrowych mierników bardzo dużych rezystancji*. Pomiary, Automatyka, Kontrola. Vol. 51, nr 10/2005, 5–7.
6. Guzik J., *Aktywny imitator rezystancji do wzorcowania megaomomierzy*. Pomiary, Automatyka, Kontrola. Vol. 55, nr 9/2009, 766–768.
7. Guzik J., Piłśniak A., Rochiński P., *Uogólniony model matematyczny imitatora dużych rezystancji*. Materiały

- Konferencji „Podstawowe Problemy Metrologii, PPM 2011”, 160–163. Krynica-Zdrój, 12–15 czerwca 2011.
8. Guzik J., Topór-Kamiński L., *Imitatory rezystancji izolacji elektrycznej*. Pomiary, Automatyka, Kontrola. Vol. 59, nr 6/2013, s. 542–544.
 9. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej syntezy konduktancji*, Pomiary Automatyka Robotyka, nr 9/2013, 102–107.
 10. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej symulacji rezystancji o średnich wartościach*. Pomiary Automatyka Robotyka, nr 4/2014, 68–74.
 11. Korytkowski J.: *Elektroniczne symulatory rezystancji i konduktancji w układach pomiarowych*. Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2014.
 12. Korytkowski J., *Układy przetwarzania cyfrowo-analogowego oraz właściwości scalonych przetworników CA*. Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2012.
 13. Analog Devices, *CMOS 12-Bit Buffered Multiplying DAC AD7545A*. Analog Devices Inc. 2000 rev.C, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7545A.pdf.
 14. Korytkowski J., *Liniowe i nieliniowe układy ze wzmacniaczami monolitycznymi w urządzeniach pomiarowych*. Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2011.
 15. Linear Technology: *LT1097, Low Cost, Low Power, Precision Op Amp*, 1989, <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view//70296/LINEAR/LT1097.html>.
 16. 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>.
 17. ANALOG DEVICES: *Low Noise, Low Gain Drift, G = 2000 Instrumentation Amplifier AD8428*. D09731-0-4/12(A). Rev A. 2011-2012 Analog Devices. <http://pl.mouser.com/pdf-docs/AD8428.pdf>.
 18. ROYAL OHM: *PRECISION METAL FILM FIXED RESISTORS, General Specifications*. 2006-2007, http://www.tme.eu/pl/Document/0027213a25a9a49c0b8760349ca3ff7c/mp0_6w.pdf.

The electronic circuit for digital controlled simulation of large worth resistances

Abstract: The paper describes the electronic circuit for digital controlled conductance synthesis including monolithic amplifiers and monolithic digital-analogue converter. On fig. 3 it is shown the electronic schematic of this digital controlled conductance synthesizer. It was formulated equations as the characteristic description of this synthesizer. The experimental examination results of synthesizer model for resistance at the range from 10 MΩ to 1000 MΩ are described. The elaborated electronic circuit of resistance synthesizer have good qualities of resistance characteristic accuracy. The errors are better than 0,3% for simulation the resistance from 10 MΩ to 100 MΩ and errors are better than 1% for simulation the resistance to 1000 MΩ.

Keywords: monolithic amplifier, monolithic digital-analogue converter, conductance simulation, resistance simulation

dr inż. Jacek Korytkowski, prof. PIAP

jkorytkowski@piap.pl

Ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej w 1956 r., doktorat 1972 r., docent 1978 r., prof. nzw. 2010 r. Kierownik Pracowni w Instytucie Elektrotechniki w latach 1962–70. 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 64 publikacji oraz 14 patentów polskich. Jest specjalistą w dziedzinie elektroniki przemysłowej.



