



Układ elektroniczny cyfrowej syntezy konduktancji

Jacek Korytkowski

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP

Streszczenie: W pracy opisano zasadę działania współczesnych elektronicznych układów syntezy immitancji do dokładnej symulacji konduktancji. Szczegółowo omówiono opracowany przez autora układ cyfrowej syntezy konduktancji złożony ze wzmacniaczy monolitycznych oraz zawierający cyfrowo sterowany monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy. Podano opis matematyczny charakterystyki konduktancji symulowanej w funkcji sterującego sygnału cyfrowego. Przedstawiono wyniki badań dokładności modelowego układu symulatora konduktancji w przedziale zmian od ok. 1 mS (milisimensa) do 0,244 μ S (mikrosimensa). Opracowany układ elektroniczny umożliwia symulowanie charakterystyki konduktancji z dużą dokładnością, z błędami poniżej 0,01 % (100 ppm).

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

1. Wprowadzenie

Dokładne symulatory konduktancji są niezbędne we współczesnych komputerowych i mikroprocesorowych technikach kontroli właściwości metrologicznych sprzętu automatyki i sprzętu pomiarów przemysłowych. Symulatory te stanowią wyposażenie komputerowych stanowisk pomiarowych oraz mikroprocesorowych testerów przenośnych przeznaczonych zarówno dla producentów sprzętu, jak i dla ich użytkowników w laboratoriach lub na obiekcie. Liczne rozwiązania symulatorów konduktancji były opisywane w polskiej literaturze technicznej [1–5], w tym symulator konduktancji sterowany układem mikroprocesorowym przeznaczony do dokładnej symulacji platynowego termorezystancyjnego czujnika temperatury Pt 100 [2].

Ważną w praktyce grupę układów pomiarowych stanowią układy z wejściowymi czujnikami elektrolityczno-rezystancyjnymi [6], zwanymi też czujnikami konduktometrycznymi [1]. Nazwa „czujnik konduktometryczny” wydaje się bardziej właściwa dla czujników elektrolitycznych, które charakteryzuje w przybliżeniu liniowa zależność konduktancji od stężenia elektrolitu, czyli od zawartości rozpuszczonego w nim związku chemicznego. Przeważnie badane elektrolity są na bazie wody (H_2O), ale mogą być tworzone na bazie płynnych związków organicznych. Przewodnictwo prądu elektrycznego charakteryzowane konduktancją elektryczną występuje zarówno w elektrolitach, jak i w stopionych w odpowiedniej

temperaturze solach oraz metalach. Stężenie jednego składnika takiego roztworu może się charakteryzować, w przybliżeniu liniową zależnością od mierzonej konduktancji.

Dlatego we współczesnych stanowiskach pomiarowych i testerach do kontroli właściwości metrologicznych urządzeń pomiarowych stosowane są dokładne symulatory konduktancji sterowane sygnałem cyfrowym. Z symulatorami konduktancji współpracują różne urządzenia pomiarowe. Mogą to być cyfrowe lub analogowe mierniki, przetworniki pomiarowe o sygnałach wyjściowych analogowych lub cyfrowych oraz mikroprocesorowe regulatory procesów ciągłych.

Opisywany w artykule układ cyfrowej syntezy konduktancji, wykorzystujący monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy oraz monolityczne wzmacniacze, autor nazywa cyfrowym synteizatorem konduktancji (ang. *conductance synthesizer*). Synteзатор konduktancji umożliwia wytwarzanie cyfrowo sterowanej konduktancji na podstawie wartości odniesienia rezystancji rezystora dokładnego oraz wartości cyfrowo sterowanego wzmocnienia lub tłumienia sygnału napięciowego (lub prądowego) w układzie elektronicznym z przetwornikiem cyfrowo-analogowym.

Celem artykułu jest przedstawienie opracowanego układu synteзаторa konduktancji o parametrach dokładności znacznie lepszych od układów dotychczas opisanych w literaturze.

2. Zasada działania symulatorów konduktancji

Wejściowy sygnał cyfrowy o odpowiednim kodzie steruje stanami załączeń układu analogowych przełączników sieci zawierającej dokładne rezystory. W układzie realizowane są następujące funkcje [7, 8]:

- bezpośrednie zadawanie wartości konduktancji między dwoma zaciskami wyjściowymi symulatora;
- zadawanie wartości konduktancji odpowiednio wzmocnionej lub tłumionej przez aktywny układ wzmacniacza i symulowanie jej między dwoma zaciskami wyjściowymi symulatora;
- cyfrowe sterowanie współczynnikiem wzmocnienia napięcia proporcjonalnego do mierzonego prądu na wyjściu symulatora i wymuszanie napięcia między jego zaciskami wyjściowymi, lub odpowiednio cyfrowe sterowanie współczynnikiem wzmocnienia prądu proporcjonalnego do mierzonego napięcia na wyjściu symulatora i wymuszanie wartości prądu między jego zaciskami wyjściowymi – w obu przypadkach symulowane są wartości konduk-

tancji między zaciskami wyjściowymi symulatora.

Ze względu na sposób realizacji wyróżnia się trzy grupy symulatorów konduktancji:

- symulatory dwójnikowe bezpośrednie konduktancji;
- symulatory zawierające konwerter lub inwerter impedancji obciążony symulatorem dwójnikowym bezpośrednim rezystancji lub konduktancji;
- symulatory, zwane tu syntezytorami konduktancji, zawierające przetwornik cyfrowo-analogowy CA oraz odpowiednie układy wzmacniające służące do pomiaru prądu symulatora lub pomiaru napięcia symulatora, służące do wymuszania odpowiednio sterowanego cyfrowo napięcia lub sterowanego cyfrowo prądu między zaciskami wyjściowymi symulatora.

W pierwszej grupie dwójnikowych symulatorów bezpośrednich wykorzystuje się łączenie równoległe rezystorów stanowiących konduktancje bitowe (o wartościach konduktancji proporcjonalnych do wagi bitów sterujących) odpowiednio włączane lub przerywane przełącznikami analogowymi sterowanymi sygnałem cyfrowym w celu otrzymania cyfrowo sterowanej wartości konduktancji. Konduktancja symulatora może zostać opisana wzorem:

$$G_{wy} = 2G(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} \dots + a_n 2^{-n}), \quad (1)$$

gdzie: $2G$ – pełny zakres konduktancji wyjściowej n -bitowego symulatora; a_1, a_2, \dots, a_n – funkcje dwuwartościowe (wagi) określające stany bitów cyfrowego sygnału sterującego. Wartość G to wartość konduktancji rezystora najbardziej znaczącego bitu, kolejne bity mają wartości konduktancji dwukrotnie mniejsze ($G 2^{-1}, G 2^{-2}$ itd.).

Symulatory dwójnikowe bezpośrednie mają dwie wady. Wadą są niepomiernalne wartości rezystancji przełączników analogowych (rzędu setek $m\Omega$) w porównaniu do rezystancji włączanych dokładnych rezystorów stanowiących najbardziej znaczące bity, co może być przyczyną błędów przetwarzania, jeżeli nie skoryguje się odpowiednio rezystancji najbardziej znaczących bitów. Drugą wadą tych symulatorów jest konieczność stosowania aż kilku kosztownych rezystorów dokładnych o niejednakowych, różnych wartościach wynikających z wag najbardziej znaczących bitów. Przykładowy symulator konduktancji dwójnikowy bezpośredni, sterowany przez układ mikroprocesorowy, opisany w literaturze [2] jako symulator czujnika Pt 100, zapewnia błąd symulacji rzędu 0,05 % (500 ppm).

W drugiej grupie symulatorów z konwerterami lub inwerterami impedancji stosuje się połączenie kaskadowe dwóch konwerterów ujemnej impedancji, a symulator dwójnikowy bezpośredni zadaje wartość konduktancji obciążenia ostatniego konwertera proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego. Konduktancja ta jest odpowiednio wzmacniana lub tłumiona i przetwarzana na dodatnią konduktancję wejściową pierwszego konwertera, którego zaciski wejściowe są zaciskami wyjściowymi symulatora. W tej grupie symulatorów stosować można znane z elektrotechniki teoretycznej [9] dwa proste, jednowzmacniaczowe konwertery o ujemnej impedancji NIC (ang. *Negative Impedance Converter*). W drugiej grupie symulatorów stosować też można żyrator stanowiący inwerter o dodatniej impedancji (ang. *Positive Impedance Inverter*). W realizacji elektronicznej [9] jest to układ dwuwzmacnia-

czowy z siedmioma dokładnymi rezystorami w obwodach sprzężeń i obwodach obciążenia wzmacniaczy. Żyrator ma tę właściwość, że jego konduktancja wejściowa jest dodatnia i jest odwrotnie proporcjonalna do konduktancji obciążenia wyjścia żyratora, tak więc zaciski symulatora stanowią wejście żyratora. W symulatorze tym należy cyfrowo sterować wartością rezystancji zadawanej na wyjściu żyratora odpowiednim symulatorem dwójnikowym bezpośrednim.

Wady drugiej grupy symulatorów są takie same jak grupy pierwszej, jednak przy realizacji symulatora z dwoma konwerterami o ujemnej impedancji niezbędna liczba dokładnych rezystorów wzrasta o cztery, a przy realizacji symulatora z układem żyratora liczba dokładnych rezystorów wzrasta o siedem. Przykładowe ceny rezystorów dokładnych podawane są w katalogach [10]. Obecnie cena jednego dokładnego rezystora (0,01 %) jest zbliżona swoim rzędem do ceny monolitycznego przetwornika CA o wysokiej rozdzielczości, np. 16 bitów, co świadczy o dużej przewadze rozwiązań cyfrowych syntezytorów należących do grupy trzeciej, gdzie liczba rezystorów dokładnych nie jest duża.

Trzecią grupę symulatorów stanowią układy elektroniczne syntezytorowe wartości konduktancji między dwoma zaciskami symulatora zgodnie z zależnością opisującą konduktancję takiego dwójnika:

$$G = \frac{I}{U} \quad (2)$$

gdzie: I – prąd dwójnika, U – napięcie dwójnika.

Są dwie możliwości uzyskania sterowania konduktancji proporcjonalnie do sterującego sygnału cyfrowego X_C . Pierwsza polega na formowaniu napięcia U odwrotnie proporcjonalnego do sygnału cyfrowego X_C , a druga na formowaniu prądu I proporcjonalnego do sterującego sygnału cyfrowego X_C . W trzeciej grupie symulatorów możliwe są więc dwie odmiany cyfrowych syntezytorów konduktancji.

Pierwsza odmiana cyfrowego syntezytora konduktancji zawiera wzmacniacze i przetwornik CA stanowiące układ formujący sygnał proporcjonalny do prądu I na wyjściu syntezytora oraz formujący i wymuszający napięcie U na dwóch zaciskach wyjściowych syntezytora proporcjonalne do prądu i odwrotnie proporcjonalne do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . A to powoduje, że syntezytorowa konduktancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego. Konduktancja takiego syntezytora może być opisana wzorem:

$$G_{wy} = G_O(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (3)$$

gdzie: G_O – pełny zakres konduktancji wyjściowej n -bitowego symulatora, a_1, a_2, \dots, a_n – dwuwartościowe stany (wagi) bitów cyfrowego sygnału sterującego.

Wartość G_O jest odwrotnie proporcjonalna do wartości charakterystycznej rezystancji rezystora dokładnego w torze pomiarowym prądu. Współczynnik proporcjonalności może być też korygowany wzmocnieniem wzmacniacza wymuszającego napięcie na zaciskach wyjściowych.

Wadą pierwszej odmiany syntezytora konduktancji, w prostych rozwiązaniach układowych, jest brak wspólnego punktu sygnałowego układu elektronicznego (napięciowego poziomu odniesienia) syntezytora z żadnym z zacisków

wyjścia syntezy. Układ taki jest bardzo podatny na działanie zakłócających źródeł, na przykład prądów pojemnościowych o częstotliwości 50 Hz sieci zasilającej. A takie źródła zakłócające często występują między elektronicznym układem urządzenia, dla którego jest symulowana konduktancja, a układem elektronicznym syntezy.

W omawianej trzeciej grupie symulatorów jest druga odmiana syntezy konduktancji, która została opracowana i opisana w niniejszym artykule. W tym przypadku cyfrowy syntezy konduktancji zawiera wzmacniacz i przetwornik CA stanowiące układ formujący sygnał proporcjonalny do napięcia U na wyjściu syntezy oraz formujący i wymuszający prąd I między zaciskami wyjściowymi syntezy. Prąd ten jest proporcjonalny do napięcia U oraz jest proporcjonalny do cyfrowego sygnału sterującego X_C . Powoduje to, że syntezywana konduktancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego, a także jest odwrotnie proporcjonalna do wartości charakterystycznej rezystancji rezystora dokładnego zawartego w układzie wymuszającym prąd na wyjściu syntezy.

Zaletą tej drugiej odmiany syntezy jest wspólny punkt sygnałowy układu elektronicznego syntezy z jednym z zacisków wyjścia syntezy. Układ ten jest odporny na działania zakłócających źródeł, a w szczególności na zakłócające prądy pojemnościowe o częstotliwości 50 Hz sieci zasilającej.

3. Syntezy konduktancji z przetwornikiem CA o układzie z sygnałem prądowym wymuszonym na wyjściu syntezy

Uproszczony schemat syntezy konduktancji o sygnale prądowym wymuszonym na 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 ZK213AI1mS. Jest to układ aktywny, który wymusza wartość prądu I_s odbieranego z zacisków wyjściowych „1” i „2” syntezy. Prąd ten jest proporcjonalny do

napięcia na zaciskach wyjściowych U_s oraz proporcjonalny do cyfrowego sygnału sterującego X_C .

Można przedstawić fizyczną realizację takiego syntezy konduktancji jako kaskadowe połączenie:

- wtórnik napięcia ze wzmacniaczem W_1 (o nieskończonej dużej wzmocnieniu napięciowym, o pomijalnym napięciu niezrównoważenia na wejściu, o pomijalnej konduktancji wejściowej wzmacniacza) i przetwornika cyfrowo-analogowego CA, które formują sygnał napięciowy U_1 o sterowanym współczynniku wzmocnienia napięcia wejściowego U_s mnożonym przez wartość sygnału cyfrowego sterującego X_C według zależności:

$$U_1 = U_s X_C \tag{4}$$

gdzie:

$$X_C = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n};$$

- przetwornika sygnału napięciowego U_1 na sygnał prądowy I_s z inwersją, co oznacza, że dla dodatniego napięcia na wejściu przetwornika, sygnał prądowy jest odbierany przez zacisk wyjściowy „1” tego przetwornika. Transmitancja przetwornika napięcia na prąd ma wymiar konduktancji, a jego sygnał wyjściowy opisuje równanie:

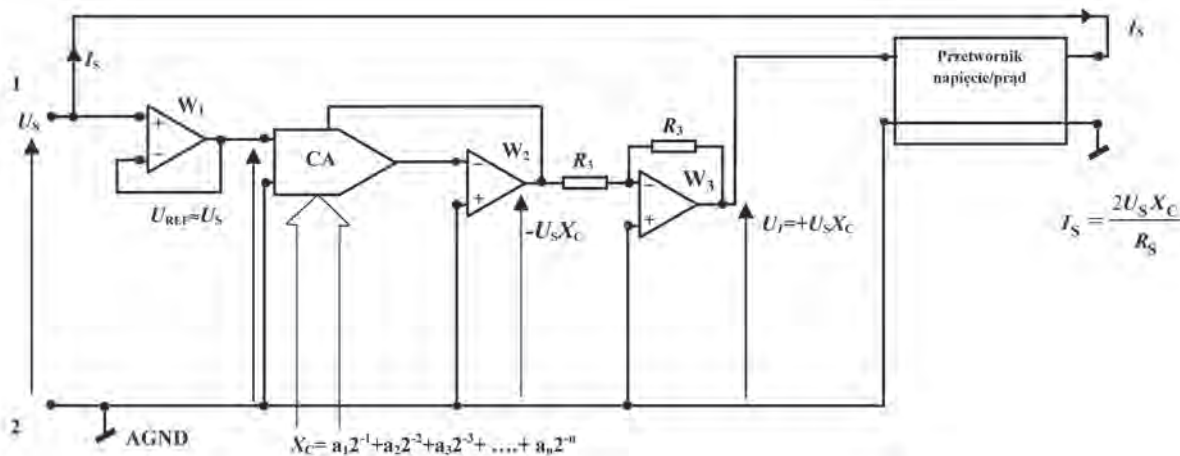
$$I_s = \frac{2}{R_s} U_1. \tag{5}$$

Z równań (4) i (5) otrzymamy wzór na konduktancję wyjścia opisujący charakterystykę syntezy:

$$G_{wy} = \frac{I_s}{U_s} = \frac{2U_s X_C}{R_s U_s} = \frac{2}{R_s} [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}] \tag{6}$$

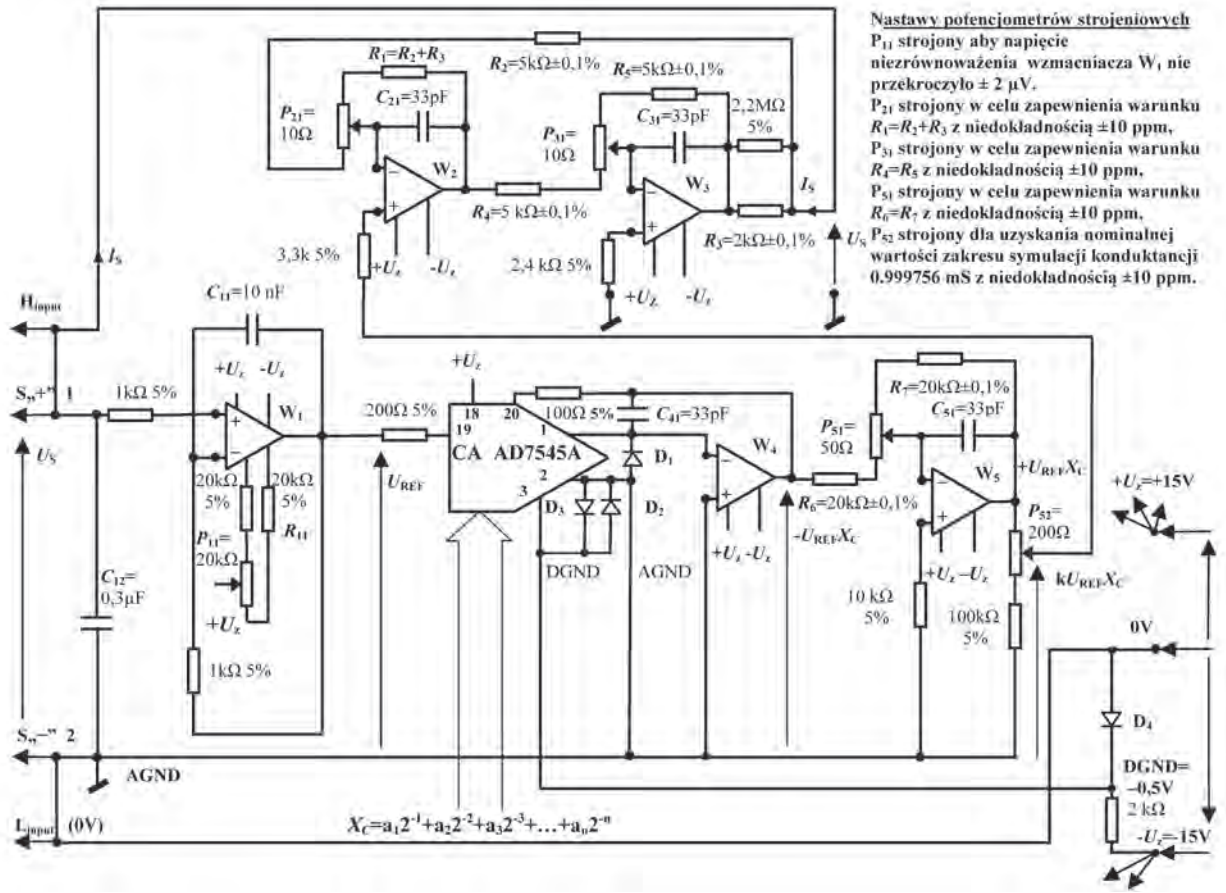
gdzie: R_s to charakterystyczna rezystancja rezystora dokładnego zawartego w układzie przetwornika napięcia na sygnał prądowy.

W układzie został zastosowany monolityczny przetwornik CA typ AD7545A z wbudowaną tak zwaną odwróconą drabinką $R-2R$ [11, 13]. Wymaga on zastosowania wzmacniacza W_2 równoważącego prądy formowane cyfrowo na podstawie sygnału sterującego X_C z prądem sprzężenia zwrotnego



Rys. 1. Schemat uproszczony syntezy konduktancji z cyfrowo sterowanym sygnałem prądowym wymuszonym na jego zaciskach wyjściowych 1 i 2

Fig. 1. The simple circuits diagram of conductance synthesizer with digital control current signal applied at output points 1 and 2



Nastawy potencjometrów strojeniowych
 P₁₁ strojony aby napięcie niezrównoważenia wzmacniacza W₁ nie przekroczyło ± 2 μV.
 P₂₁ strojony w celu zapewnienia warunku R₁=R₂+R₃ z niedokładnością ±10 ppm,
 P₃₁ strojony w celu zapewnienia warunku R₄=R₅ z niedokładnością ±10 ppm,
 P₄₁ strojony w celu zapewnienia warunku R₆=R₇ z niedokładnością ±10 ppm,
 P₅₁ strojony dla uzyskania nominalnej wartości zakresu symulacji konduktancji 0.999756 mS z niedokładnością ±10 ppm.

Rys. 2. Schemat syntezy konduktancji ZK213A1mS
Fig. 2. The schematic of ZK213A1mS conductance synthesizer

wzmacniacza W₂, w celu wytworzenia sygnału napięciowego równego -U_SX_C. Drugi wzmacniacz W₃ pracujący jako dokładny inwerter napięcia formuje nieinwersyjne napięcie +U_SX_C, niezbędne do zrealizowania funkcji sterowanej cyfrowo syntezy konduktancji.

Jak wynika ze schematu (rys. 1), ważną zaletą układu jest wspólny punkt wyjścia syntezy 2 i wspólnego punktu sygnałowego AGND całego układu elektronicznego syntezy.

Schemat układu syntezy konduktancji o oznaczeniu ZK213A1mS dla wykonania o zakresie 1 mS został podany na rys. 2. Syntezy ten ma wyjście o połączeniu czteroprzewodowym zwanym też połączeniem Kelvina [12] przystosowanym do bardzo dokładnej symulacji i dokładnych pomiarów rezystancji. Zaciski prądowe oznaczono H_{input}, L_{input}, a napięciowe S_{+,}, S_{-,} zgodnie z oznaczeniem tych zacisków w zastosowanym do pomiarów wysokiej dokładności multimetrze typ 2002 firmy Keithley o spodziewanej względnej niedokładności jednorocznej ok. 10 ppm na zakresie 2 kΩ (0,5 mS).

W celu uzyskania lepszej przejrzystości na schemacie nie umieszczono kondensatorów odprzegających, o pojemności 680 nF, dołączanych między wspólny punkt AGND do końcówek 7 poszczególnych wzmacniaczy dla dodatnich napięć zasilających +U_z oraz między wspólny punkt AGND do końcówek 4 poszczególnych wzmacniaczy dla ujemnych napięć zasilających -U_z. Przetwornik CA typu AD7545A ma dopro-

wadzone tylko dodatnie napięcie zasilające +U_z na końcówce 18. Dla tego przetwornika zastosowano dwa kondensatory odprzegające 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 DGND, zasilany z dodatkowego napięcia ujemnego o wartości -0,5 V, a uzyskanego z odpowiednio zasilanej ujemnym napięciem diody krzemowej D₄. W ten sposób wyeliminowano wpływ zakłócającego działania sygnałów cyfrowych na obwód syntezy konduktancji.

Na schemacie (rys. 2) przedstawiono układ inwersyjnego przetwornika napięcie-prąd [8], zrealizowany na dwóch tanich wzmacniaczach monolitycznych typu OPA277P (Burr-Brown) oznaczonych na schemacie symbolami W₂ oraz W₃. W układzie tym, przy spełnieniu warunku: R₁=R₂+R₃, prąd wyjściowy I_S jest niezależny od napięcia U_S na wyjściu syntezy i przy założeniu podanego na schemacie zwrotu prądu, wynikającego z inwersji układu, wartość prądu jest opisana równaniem:

$$I_S = \frac{2kU_{REF}X_C}{R_3}, \quad (7)$$

gdzie k≈1 jest współczynnikiem podziału dzielnika na wyjściu wzmacniacza W₅ służącym do precyzyjnego zestrojenia zakresu nominalnego symulowanej konduktancji.

Rezystancja wejściowa układu przetwornika napięcie-prąd jest na tyle duża, że układ tego przetwornika nie obciąża wyjścia dzielnika napięcia wzmacniacza W_5 . Zastosowany dzielnik napięcia z wielobrotowym potencjometrem strojeniowym P_{52} pozwala na bardzo precyzyjne zestrojenie zakresu nominalnej rezystancji syntezy. Wzmacniacz W_1 jest dokładnym wtórnikiem, również o bardzo dużej rezystancji wejściowej, a dzięki współpracy z przetwornikiem CA i ze wzmacniaczami W_4 i W_5 (typ OPA277P), wzmocnienie napięciowe tego układu jest proporcjonalne do cyfrowego sygnału sterującego X_C . W opisywanym układzie zastosowano zerowanie potencjometrem strojeniowym P_{11} napięcia niezrównoważenia wzmacniacza W_1 , co spowodowało, że napięcie wejściowe wzmacniacza U_S jest praktycznie równe napięciu sprzężenia zwrotnego, zgodnie ze wzorem:

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

Przekształcając odpowiednio równania (7) oraz (8), przy założeniu, że sygnał sterowania cyfrowego jest 12-bitowy, otrzymuje się następujący opis charakterystyki symulatora rezystancji:

$$G_{we} = \frac{I_S}{U_S} = \frac{2kU_S X_C}{R_3 U_S} = \frac{2k}{R_3} [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12}] \quad (9)$$

Syntezytor ma zakres konduktancji nominalny od 0,999756 mS dla pełnego zakresu, do 0,244 μ S dla najmniej znaczącego 12 bitu zwanego LSB.

Jako rezystory zakresowe $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5, R_6, R_7$ zastosowano rezystory dokładne RM67Z, RM70Y oraz RM43B o różnicach współczynników temperaturowych rezystancji poszczególnych par rezystorów nieprzekraczających 3 ppm/ $^{\circ}$ C, odpowiednio wyselekcjonowane i korygowane rezystorami równoległymi dla zapewnienia dokładności lepszej od 0,1 %. Wielobrotowe potencjometry strojeniowe $P_{11}, P_{21}, P_{31}, P_{51}, P_{52}$ służyły do odpowiedniego zestrojenia rezystorów zakresowych oraz zakresu symulowanej konduktancji

syntezytor. Pozostałe rezystory, niedecydujące bezpośrednio o dokładności, były rezystorami o tolerancji 5 %.

Monolityczne wzmacniacze scalone OPA277P miały sprawdzone niewielkie wartości ($\pm 2 \mu$ V) napięcia 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. Poziom szumów zminimalizowano na zaciskach symulatora, gdyż równolegle do nich dołączono kondensator o pojemności ok. 300 nF typu KSF/63 V o pomijalnej upływności.

Po uruchomieniu układów dokonano sprawdzenia charakterystyk stosując multimetr cyfrowy typ 2002 firmy Keithley. Wyniki badania charakterystyki układu syntezytor ZK213AI1mS przeznaczonego do symulacji konduktancji o nominalnym zakresie zmian od 0,999756 mS do 0,000244 mS 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 G_{id} oznaczono idealną wartość zadawanej konduktancji sygnałem cyfrowym. Największy błąd nieliniowości charakterystyki nie przekracza 60 ppm. Błąd przy zerowej wartości to +43 ppm.

Celem badań eksperymentalnych, w których wykorzystano 12-bitowy tani przetwornik CA [13] było sprawdzenie charakterystyki całego układu syntezytor. Uzyskano błąd nieliniowości mniejszy niż graniczny błąd nieliniowości (*relative accuracy* [13]) przetwornika CA, który w najgorszym przypadku może wynosić $\pm 1/2$ LSB, gdyż producenci dostarczają układy scalone o lepszej dokładności niż gwarantowana. Najniższy punkt pomiarowy odpowiadający sygnałowi

Tab. 1. Zmierzone wartości błędów względnych nieliniowości charakterystyki syntezytor ZK213AI1mS odniesionych do zakresu 1 mS
Tab. 1. Measured values of relative errors nonlinearity characteristics of sustained synthesizer ZK213AI1mS, range to 1 mS

G_{id} mS	0,999756	0,87500	0,750000	0,625000	0,500000	0,375000	0,25000	0,125000	0,062500
G_{wy} mS	0,999753	0,87500	0,749991	0,625002	0,499993	0,374968	0,249975	0,124990	0,062486
δG_{wy} wy _{,-}	-3 ppm	0 ppm	-9 ppm	+2 ppm	-7 ppm	-32 ppm	-25 ppm	-10 ppm	-14 ppm
G_{wy} mS	0,999755	0,875005	0,749995	0,625010	0,499996	0,375039	0,250019	0,125025	0,062507
δG_{wy} wy _{,+}	-1 ppm	+5 ppm	-5 ppm	+10 ppm	-4 ppm	+39 ppm	+19 ppm	+25 ppm	+7 ppm
G_{id} mS	0,031250	0,015625	0,007813	0,003906	0,001953	0,000977	0,000488	0,000244	0,000000
G_{wy} mS	0,031193	0,015596	0,007790	0,003870	0,001935	0,000968	0,000483	0,000239	0,000043
δG_{wy} wy _{,-}	-57 ppm	-29 ppm	-23 ppm	-36 ppm	-18 ppm	-9 ppm	-5 ppm	-5 ppm	+43 ppm
G_{wy} mS	0,031310	0,015656	0,007821	0,003945	0,001974	0,000988	0,000493	0,000248	0,000043
δG_{wy} wy _{,+}	+60 ppm	+31 ppm	+9 ppm	+39 ppm	+21 ppm	+11 ppm	+5 ppm	+4 ppm	+43 ppm

cyfrowemu o wadze najmniej znaczącego bitu (LSB) $a_{12} = 1$ dotyczy wartości $G_{id} = 0,000244$ mS. W zastosowaniach praktycznych, dla osiągnięcia pomijalnego błędu rozdzielczości nastawy należy stosować przetwornik CA 16-bitowy, co zapewni błąd rozdzielczości nastawy nie większy niż 16 ppm.

4. Podsumowanie

W opisanym układzie 12-bitowego syntezy ZK213AI1mS uzyskano błędy względne charakterystyki nieprzekraczające 60 ppm (0,006 %), odniesione do zakresu nominalnego 1 mS wartości konduktancji. Błąd zera charakterystyki nie przekracza 43 ppm (0,004%).

Tak wysokie dokładności symulacji konduktancji mogą zostać zilustrowane przykładowym zastosowaniem symulowania temperatury czujników rezystancyjnych Pt 1000. Przy zastosowaniu opisanego syntezy konduktancji do symulacji czujnika Pt 1000 w zakresie od 0,1 °C do 850 °C błąd nieliniowości symulowanej charakterystyki nie przekroczy 0,08 °C, co dla zakresu pomiarowego 850 °C oznacza błąd względny nieprzekraczający 95 ppm. Jednak dla takiej aplikacji warto rozważyć zastosowanie układu syntezy rezystancji [14], dla którego błąd względny pomiaru temperatury może być jeszcze mniejszy.

Zaletą opisanego syntezy konduktancji jest wspólny punkt sygnałowy AGND jego układu elektronicznego z wyjściem syntezy oznaczonym $S_{,-}$ (2), co zapewnia odporność na działania przez pojemności zakłócających źródeł prądowych o częstotliwości 50 Hz z sieci zasilającej.

Bibliografia

1. Moroń Z., *Pomiary przewodności elektrycznej cieczy przy małych częstotliwościach*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
2. Bartoszewski J., Dusza D., *Sterowany cyfrowo symulator czujników termorezystancyjnych*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, nr 2/2008, 14–18.
3. Przygodzki J.R., *Bezstykowe metody pomiarów konduktowności roztworów przewodzących* (monografia), Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej (E27), Kielce 1992.
4. Suchocki K., *Zastosowanie pomiarów przewodności wody morskiej do wyznaczania stopnia jej zasolenia*, „Elektronizacja” nr 3/1997, 21–22.
5. Moroń Z., Gęsiarz T., *Mikroprocesorowy konduktometryczny miernik stężeń roztworów elektrolitów*, XI Konferencja Naukowo-Techniczna: Zastosowania Mikroprocesorów w Automatyce i Pomiarach, Warszawa 1998, Materiały tom 2, 323–326.
6. Łapiński M., *Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelektrycznych*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa 1974.
7. Korytkowski J., *Cyfrowo sterowane symulatory rezystancji i konduktancji – przegląd, opisy działania, przykłady rozwiązań*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, nr 2/2008, 6–13.
8. Korytkowski J., *Liniowe i nieliniowe układy ze wzmacniaczami monolitycznymi w urządzeniach pomiarowych*, Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2011.
9. Mikołajuk K., *Podstawy analizy obwodów energo-elektronicznych*, PWN, Warszawa 1998.
10. ELFA DISTRELEC: Metalizowane rezystory foliowe 0,01 %, [www.elfaelektronika.pl/elfa3-pl_pl/elfa/init.do?toc=20011&name=Metalizowane+rezystory+foliowe+0%2C01%25].
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, Legionowo 2005.
13. 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].
14. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej syntezy rezystancji do dokładnej symulacji rezystancyjnych czujników temperatury*, „Pomiary Automatyka Robotyka”, nr 5/2013, 86–92. ■

Digital controlled conductance synthesis electronic circuit

Abstract: Principles of conductance simulators operation are described and simulator advantages or demerits are discussed. The paper describes the new electronic circuit for digital controlled conductance synthesis including monolithic amplifiers and monolithic digital-analogue converter. On fig. 2 it is shown the electronic schematic of this digital controlled conductance synthesizer. It was formulated equation as the characteristic description of this conductance synthesizer. The experimental examination results of synthesizer model for conductance sensors at the range from 1 mS to 0,244 μ S are described. The elaborated electronic circuit of conductance synthesizer have very good qualities of conductance characteristic accuracy, it is better than 0,01 % (100 ppm).

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

Artykuł recenzowany, nadesłany 11.06.2013, przyjęty do druku 29.07.2013.

dr inż. Jacek Korytkowski, prof. PIAP

Ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej w 1956 r., doktorat 1972 r., docent 1978 r., prof. nzw. 2010 r. Kierownik Pracowni w Instytucie Elektrotechniki 1962–70. Kierownik Zespołu w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów w latach 1970–2007. 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 60 publikacji oraz 14 patentów polskich. Jest specjalistą w dziedzinie elektroniki przemysłowej.

e-mail: jkorytkowski@piap.pl

