

Elektroniczne symulatory rezystancji i konduktancji w układach pomiarowych

Streszczenie

W publikacji omówiono zasady działania cyfrowo sterowanych symulatorów rezystancji i konduktancji. Opisano analogowe sygnały pomiarowe czujników parametrycznych, takich jak czujniki rezystancyjne temperatury platynowe i niklowe. Podano dla tych czujników, w formie wielomianów aproksymacyjnych, charakterystyki wzorcowe rezystancja/temperatura.

W kolejnych rozdziałach omówiono układy formowania sygnałów analogowych ze wzmacniaczami monolitycznymi. Przedstawiono też szczegółowo właściwości współczesnych wzmacniaczy monolitycznych. Zebrano informacje określające sygnały i interfejsy cyfrowe stosowane w symulatorach rezystancji i konduktancji. Opisano charakterystyczne parametry przetworników cyfrowo-analogowych. Publikacja zawiera przegląd wartości parametrów współczesnych monolitycznych przetworników cyfrowo-analogowych. Zostały również opisane charakterystyczne właściwości rezystorów dokładnych stosowanych w symulatorach rezystancji i konduktancji.

W publikacji omówiono trzy podstawowe grupy symulatorów rezystancji i konduktancji. Są to symulatory bezpośrednie, symulatory z układami konwerterów i inwerterów impedancji oraz współczesne symulatory nazywane synteзаторami. Synteзаторы stosują w swoich układach wzmacniacze monolityczne i monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy. Ten tani, dokładny monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy eliminuje potrzebę stosowania kosztownego dokładnego symulatora bezpośredniego. W pracy przedstawiono podstawowe schematy dla tworzenia możliwych do realizacji praktycznej wszystkich czterech odmian synteзаторów rezystancji i konduktancji. Zostały szczegółowo opisane przykłady zrealizowanych praktycznie wszystkich czterech odmian synteзаторów.

Słowa kluczowe: sygnał analogowy czujnika parametrycznego, charakterystyka wzorcowa termometryczna czujnika rezystancyjnego, kod sygnału cyfrowego, interfejs cyfrowy, wzmacniacz operacyjny, przetwornik cyfrowo-analogowy, potencjometr cyfrowy, symulator rezystancji, symulator konduktancji

Electronic resistance and conductance simulators for measurement circuits

Abstract

This publication describes the manner of operation digitally controlled resistance simulators and conductance simulators. It describes measurement analog signal of parametric transducers that as temperature platinum sensing elements and nickel sensing elements. It presents for those transducers the nonlinear thermometric reference characteristics (resistance/temperature) as polynomial approximations.

The publication describes electronic circuits with monolithic amplifiers forming analog signals. It detailed describes the parameters of actual monolithic amplifiers. The publication presents digital signals and interfaces applied at resistance simulators and conductance simulators. It presents definitions and describes characteristic digital-analog converter parameters. The publication describes parameter value of selected actual monolithic digital-analog converters. It describes characteristic parameters of precision resistors applied at resistance simulators or conductance simulators.

The publication presents three basic groups of resistance simulators and conductance simulators. They are described: direct simulators, simulators using converter impedance circuits or inverter impedance circuits and actual simulators named synthesizers. The circuits of synthesizers apply monolithic amplifiers and monolithic digital-analog converter. This cheap and precision monolithic converter eliminates necessity of application costly precision direct simulator. The publication presents electronic circuits for all four variants of resistance synthesizers and conductance synthesizers. It detailed describes practically realized examples of those four synthesizer variants.

Keywords: analog signal of parametric transducer, reference thermometric characteristic of resistance sensing element, digital signal code, digital interface, operational amplifier, digital-analog converter, digital potentiometer, resistance simulator, conductance simulator

Spis ważniejszych oznaczeń

α, β	– współczynniki wielomianu aproksymacyjnego drugiego stopnia charakterystyki termometrycznej rezystancja/temperatura metalowych czujników temperatury o postaci: $R_M = R_0[1 + \alpha(T-T_0) + \beta(T-T_0)^2]$,
δI_{nT}	– dryft temperaturowy prądu niezrównoważenia wzmacniacza w przeliczeniu na 1 °C,
δI_{pT}	– dryft temperaturowy prądu polaryzacji wzmacniacza w przeliczeniu na 1 °C,
δINL_T	– współczynnik temperaturowy błędu nieliniowości całkowej przetwornika cyfrowo-analogowego,
δDNL_T	– współczynnik temperaturowy błędu nieliniowości różniczkowej przetwornika cyfrowo-analogowego,
δU_{nT}	– dryft temperaturowy napięcia niezrównoważenia wzmacniacza w przeliczeniu na 1 °C,
δU_{REFT}	– współczynnik temperaturowy wewnętrznego napięcia referencyjnego przetwornika cyfrowo-analogowego,
δX_{wzmT}	– współczynnik temperaturowy wzmocnienia przetwornika cyfrowo-analogowego,
δX_{0T}	– współczynnik temperaturowy przesunięcia zera przetwornika cyfrowo-analogowego,
ΔI_{nT}	– zmiana prądu niezrównoważenia wzmacniacza wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
ΔI_{p1T}	– zmiana prądu polaryzacji wzmacniacza I_{p1} wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
ΔI_{p2T}	– zmiana prądu polaryzacji wzmacniacza I_{p2} wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
ΔK	– błąd wzmocnienia,
ΔR_T	– zmiana rezystancji rezystora wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
ΔR_t	– zmiana rezystancji rezystora zaobserwowana w przedziale czasowym Δt ,
ΔU_{nt}	– zmiana napięcia niezrównoważenia wzmacniacza zaobserwowana w przedziale czasowym Δt ,
ΔU_{nT}	– zmiana napięcia niezrównoważenia wzmacniacza wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
ΔU_{oT}	– zmiana napięcia odniesienia wywołana zmianą temperatury otoczenia o ΔT ,
ΔU_{ot}	– zmiana napięcia odniesienia zaobserwowana w przedziale czasowym Δt ,
ΔU_{oU}	– zmiana napięcia odniesienia wywołana zmianą napięcia zasilania ΔU_z ,
ΔX_0	– błąd przesunięcia zera,
τ	– okres powtarzania przebiegu cyklicznego,
τ_{odp}	– czas ustalania się odpowiedzi,
$a_0 \dots a_n$	– współczynniki dwuwartościowe określające stany poszczególnych bitów sygnału cyfrowego,
$b_0 \dots b_n$	– współczynniki dwuwartościowe określające stany poszczególnych bitów sygnału cyfrowego,
$c_0 \dots c_n$	– współczynniki dwuwartościowe będące negacjami stanów poszczególnych bi-

	tów sygnału cyfrowego,
A_U	– współczynnik wzmocnienia napięciowego dla sygnału stałego,
$A(j\omega)$	– współczynnik wzmocnienia napięciowego dla przebiegów sinusoidalnych,
$C_0, \dots, C_n$	– współczynniki wielomianu aproksymacyjnego wzorcowej charakterystyki termometrycznej parametrycznego rezystancyjnego czujnika pomiarowego,
DNL	– nieliniowość różniczkowa przetwornika cyfrowo-analogowego wyrażona jako wielokrotność najmniej znaczącego bitu LSB,
ΔDNL	– błąd nieliniowości różniczkowej przetwornika cyfrowo-analogowego, $\Delta DNL = DNL \cdot LSB$,
f	– częstotliwość repetycji przebiegu cyklicznego,
f_C	– częstotliwość generatora impulsów zegarowych,
F_M	– wielkość fizyczna mierzona,
FS	– pełny zakres przetwarzania przetwornika cyfrowo-analogowego; przy zapisie w kodzie ułamkowym naturalnym dwójkowym $FS = 1$ (przy tym zapisie najmniej znaczący bit $LSB = 2^{-n}$), przy zapisie w kodzie naturalnym dwójkowym $FS = 2^n$ (przy tym zapisie najmniej znaczący bit $LSB = 2^0 = 1$, a jego wartość względna wynosi $LSB/FS = 2^{-n}$),
$G/2$	– konduktancja wagowego rezystora najbardziej znaczącego bitu MSB przetwornika cyfrowo-analogowego,
G_{wy}	– wyjściowy sygnał symulowanej konduktancji,
I_n	– wejściowy prąd niezrównoważenia wzmacniacza,
I_o	– prąd źródła odniesienia,
I_p	– prąd źródła pomocniczego,
I_{p1}	– prąd polaryzacji wejścia nieinwersyjnego wzmacniacza,
I_{p2}	– prąd polaryzacji wejścia inwersyjnego wzmacniacza,
I_{sp}	– prąd szczytkowy w stanie otwartym łącznika analogowego,
I_z	– prąd zasilania,
INL	– nieliniowość całkowita przetwornika cyfrowo-analogowego wyrażona jako wielokrotność najmniej znaczącego bitu LSB,
ΔINL	– błąd nieliniowości całkowitej przetwornika cyfrowo-analogowego, $\Delta INL = INL \cdot LSB$,
k	– współczynnik proporcjonalności,
K, k	– współczynnik wzmocnienia napięcia, prądu,
k_p	– współczynnik podziału potencjometru jako dzielnika napięcia,
k_D	– iloraz rezystancji potencjometru jako dzielnika dla układów wzmacniaczy pomiarowych,
LSB	– błąd rozdzielczości przetwornika cyfrowo-analogowego, opisywany jest jako wartość względna najmniej znaczącego bitu odniesiona do pełnego zakresu przetwornika FS (w kodzie ułamkowym naturalnym dwójkowym $FS = 1$, a $LSB = 2^{-n}$, w kodzie naturalnym dwójkowym $FS = 2^n$, a $LSB = 2^0 = 1$, więc wartość względna $LSB/FS = 2^{-n}$), powszechnie przyjmuje się wartość $LSB = 2^{-n}$ w mierze względnej, którą można przeliczać na procenty (mnożąc przez 100 %) lub przeliczać na części milionowe (mnożąc przez 10^6 ppm),
n	– liczba bitów, rozdzielczość przetwornika cyfrowo-analogowego,
N	– liczba naturalna,
ppm	– jednostka odchyłki od wartości względnej nominalnej danej wielkości fizycz-

	nej $\Delta F/F$ stanowiąca część milionową (ang. <i>part per milion</i>) wartości nominalnej tej wielkości fizycznej ($10^{-6} \cdot F$),
$R/2$	– wartość rezystancji rezystora wagowego najbardziej znaczącego bitu MSB przetwornika cyfrowo-analogowego,
R_L	– rezystancja przewodów linii łączącej symulator immitancji z układem pomiarowym,
R_M	– rezystancja parametrycznego czujnika w temperaturze mierzonej T_M ,
R_o	– rezystancja obciążenia,
R_{omax}	– największa rezystancja obciążenia źródła,
R_{omin}	– najmniejsza rezystancja obciążenia źródła,
R_{OP}	– rezystancja w stanie otwartym łącznika analogowego,
R_{PP}	– rezystancja w stanie przewodzenia (zwarcia) łącznika analogowego,
R_{sw}	– rezystancja dla napięcia (sygnału) wspólnego wzmacniacza,
R_w	– rezystancja wewnętrzna źródła sygnału napięciowego,
R_{wy}	– wyjściowy sygnał symulowanej rezystancji,
R_0	– rezystancja parametrycznego czujnika pomiarowego w temperaturze odniesienia $T_0 = 0^\circ\text{C}$, zwana też wartością nominalną rezystancji danego typu czujnika (Pt 100, Pt 500, Pt 1000),
Q	– kwant sygnału wejściowego przetwornika cyfrowo-analogowego,
SR	– szybkość narastania sygnału wyjściowego przetwornika cyfrowo-analogowego,
T_M	– temperatura mierzona,
T_d	– temperatura dolnego zakresu pomiarowego,
t_{op}	– czas opóźnienia przełączania łącznika analogowego,
t_{ustal}	– czas ustalania się odpowiedzi (czas dojścia do wartości nominalnej z błędem %) przetwornika cyfrowo-analogowego,
$MSPS$	– maksymalna częstotliwość przetwarzania (liczba milionów przetworzeń na sekundę) przetwornika cyfrowo-analogowego,
T_0	– temperatura odniesienia $T = 0^\circ\text{C}$,
U_o	– napięcie źródła odniesienia (wzorcowego),
U_r	– różnicowe napięcie wejściowe wzmacniacza,
U_{szp}	– napięcie szczytowe w stanie przewodzenia łącznika analogowego,
U_w	– wejściowe napięcie wspólne wzmacniacza,
U_{wy}	– napięcie wyjściowe,
U_n	– wejściowe napięcie niezrównoważenia wzmacniacza,
$\pm U_z$	– napięcia zasilania,
$WTNZ$	– współczynnik tłumienia wpływu zmian napięcia zasilania na wzmocnienie charakterystyki przetwornika cyfrowo-analogowego,
$WTRD$	– współczynnik temperaturowy ilorazu rezystancji potencjometru cyfrowego jako dzielnika napięcia,
$WTRP$	– współczynnik temperaturowy rezystancji całkowitej potencjometru cyfrowego,
X_{we}	– wejściowy sygnał cyfrowy,
Y_a	– sygnał analogowy Y_a związany funkcją ciągłą jednoznacznie z wartością wielkości fizycznej mierzonej F_M ,
Y_{wy}	– wyjściowy sygnał analogowy.

1. Wstęp

Stosowanie dokładnych symulatorów rezystancji i konduktancji jest podyktowane potrzebami współczesnych komputerowych i mikroprocesorowych technik kontroli właściwości metrologicznych sprzętu automatyki przemysłowej oraz aparatury pomiarów przemysłowych. Symulatory rezystancji i konduktancji stanowią niezbędne wyposażenie komputerowych stanowisk pomiarowych oraz mikroprocesorowych testerów przeznaczonych zarówno dla producentów sprzętu, jak i dla użytkowników sprzętu w laboratoriach lub na obiekcie rzeczywistym.

W terminologii elektrotechniki teoretycznej parametry obwodu elektrycznego, określane jako rezystancja i konduktancja, należą do obszerniejszego zbioru parametrów obwodu określanego terminem immitancja. Toteż w dalszym tekście symulatory rezystancji i konduktancji będą nazywane symulatorami immitancji.

Rozwiązania układów symulatorów immitancji były i są nadal opisywane w polskiej literaturze technicznej [22, 23, 69, 76, 131, 132, 137, 142, 146–149, 162]. Spotykane opisy tych układów nie są jednak wyczerpujące, a w szczególności nie zawierają informacji o współcześnie opracowanych i produkowanych elementach elektronicznych umożliwiających realizację bardzo dokładnych, cyfrowo sterowanych symulatorów immitancji.

Ważną w praktyce przemysłowej grupę układów pomiarowych i układów automatyki stanowią układy z wejściowymi rezystancyjnymi czujnikami temperatury [123]. Głównie stosuje się platynowe rezystancyjne czujniki temperatury Pt 100, Pt 500, Pt 1000, gdyż charakteryzują się dobrą stałością charakterystyki w czasie. W praktyce są stosowane także rezystancyjne czujniki niklowe Ni oraz czujniki miedziowe Cu o gorszych właściwościach metrologicznych. Dlatego współczesne stanowiska pomiarowe i testery do kontroli właściwości metrologicznych urządzeń pomiarowych temperatury i ciepła muszą bazować na dokładnych symulatorach rezystancji sterowanych sygnałem cyfrowym.

Inną ważną grupę układów pomiarowych stanowią przyrządy pomiarowe dużych rezystancji [55, 56] zwane megaomomierzami. Służą one do oceny stanu izolacji, parametru bardzo istotnego z punktu widzenia stanu bezpieczeństwa wszystkich urządzeń elektrycznych i elektronicznych. Sprawdzanie megaomomierzy wymaga dysponowania symulatorami dużych wartości rezystancji. Takie symulatory nazywane są imitatorami rezystancji [55, 56].

Istnieje grupa układów pomiarowych z wejściowymi czujnikami elektrolytyczno-rezystancyjnymi [98], zwanymi też czujnikami konduktometrycznymi [132], służącymi do badania elektrolitów. Czujniki te są stosowane do badania stężenia elektrolitu wynikającego z zawartości rozpuszczonego w nim związku chemicznego. Stężenie składnika takiego roztworu może się charakteryzować w przybliżeniu liniową zależnością od jednego z parametrów tego czujnika, to jest od konduktancji. Jednak zjawisku przewodnictwu w elektrolitach towarzyszą duże wartości napięć polaryzacji elektrod. Efektem tego jest pojawienie się na schemacie zastępczym czujnika konduktometrycznego, oprócz konduktancji, także dużej wartości pojemności elektrycznej [98, 132] zależnej od prądu. Toteż stosowanie symulatora samej

konduktancji dla takiego typu czujnika jest nieefektywne. Czujniki konduktometryczne zazwyczaj współpracują z układami mostkowymi RC prądu przemiennego.

Można wymienić różne urządzenia pomiarowe przeznaczone do współpracy z czujnikami rezystancyjnymi i konduktancyjnymi. Są to: mierniki cyfrowe lub analogowe, przetworniki pomiarowe o sygnałach wyjściowych analogowych lub cyfrowych, regulatory mikroprocesorowe lub analogowe oraz bardzo liczne mikroprocesorowe urządzenia pomiarowe, np. ciepłomierze z czujnikami platynowymi stosowane do rozliczeń zużycia energii cieplnej.

Właściwe wykorzystanie układów cyfrowo sterowanych symulatorów immitancji wymaga znajomości zasad ich działania i budowy oraz parametrów określających ich właściwości. Celem niniejszego opracowania jest zapoznanie czytelnika ze współczesnymi układami symulatorów, co umożliwi ich konstruowanie oraz poprawne stosowanie we współczesnych testerach urządzeń automatyki i pomiarów.

Zapoznanie czytelnika z układami elektronicznymi symulatorów immitancji wymagało wcześniejszego omówienia szeregu tematów, jak:

- wyjściowe sygnały analogowe symulatorów,
- wzmacniacze monolityczne i układy z tymi wzmacniaczami stosowane do formowania sygnałów analogowych w symulatorach,
- wejściowe sygnały cyfrowe i interfejsy stosowane w symulatorach,
- przetworniki cyfrowo-analogowe stanowiące niezbędne elementy służące do sterowania symulatorów,
- rezystory dokładne niezbędne przy realizacji symulatorów immitancji.

Opracowanie składa się z siedmiu rozdziałów. Rozdział pierwszy zawiera informacje wstępne. W rozdziale drugim opisano ogólną zasadę działania symulatorów immitancji.

W rozdziale trzecim opisano sygnały analogowe pomiarowych czujników parametrycznych oraz omówiono właściwości najbardziej rozpowszechnionych termometrów rezystancyjnych. Przedstawiono schemat zastępczy wzmacniacza monolitycznego i jego parametry oraz dokonano przeglądu właściwości wybranych typów wzmacniaczy. Omówiono podstawowe układy liniowe ze wzmacniaczami formowania sygnałów analogowych. Przedstawiono wejściowe sygnały cyfrowe stosowane w symulatorach. Omówiono mikrosystemy elektroniczne oraz interfejsy cyfrowe stosowane do sterowania przetworników cyfrowo-analogowych wykorzystywanych w symulatorach immitancji. Przedstawiono przetworniki cyfrowo-analogowe oraz podano opisy parametrów charakterystycznych przetworników cyfrowo-analogowych. W szczególności omówiono: charakterystykę idealną przetwornika, charakterystyki monotoniczną i niemonotoniczną przetwornika, błędy statyczne przetwarzania, błędy od zmiany warunków pracy i zmiany warunków otoczenia. Opisano parametry dynamiczne charakterystyczne dla przetworników cyfrowo-analogowych. Dokonano przeglądu parametrów wybranych typów monolitycznych przetworników cyfrowo-analogowych. Omówiono rezystory dokładne niezbędne do realizacji symulatorów immitancji.

Rozdział czwarty został poświęcony bezpośrednim symulatorom immitancji oraz zawiera przykłady realizacji takich symulatorów opisanych w literaturze.

W rozdziale piątym omówiono symulatory immitancji wykorzystujące elektroniczne układy konwerterów i inwerterów impedancji oraz podano przykłady ich realizacji opisane w literaturze.

W rozdziale szóstym opisano symulatory immitancji, nazywane przez autora synteзаторami [71–74] rezystancji i konduktancji, stosujące monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy i układ wzmacniający. Przedstawiono cztery podstawowe struktury schematów tych synteзаторów oraz podano przykłady realizacji synteзаторów rezystancji i synteзаторów konduktancji.

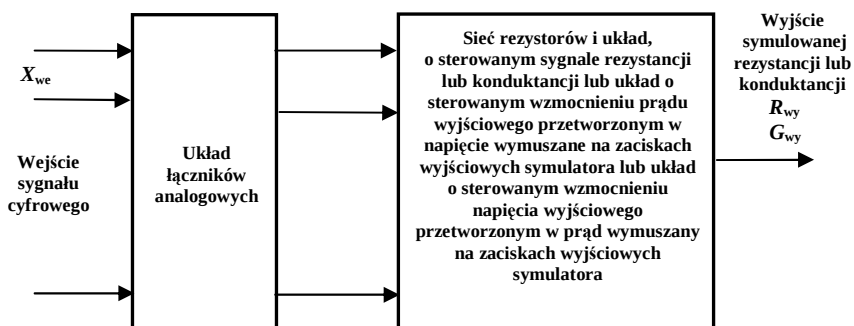
Nazwa „synteзатор” (ang. *synthesizer*) pojawiła się w ubiegłym wieku i początkowo dotyczyła elektronicznych synteзаторów muzycznych, później komputerowych synteзаторów mowy, a obecnie jest stosowana do elektronicznych bezpośrednich cyfrowych synteзаторów częstotliwości. Te ostatnie są zwane DDS (ang. *Direct Digital Synthesis*) i umożliwiają generowanie sygnałów wielu częstotliwości z jednej częstotliwości odniesienia [67, 141]. Opisywane układy cyfrowej syntezy rezystancji i konduktancji, wykorzystujące monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy oraz wzmacniacze monolityczne, przez analogię do przytoczonej terminologii, nazywane są cyfrowymi synteзаторami immitancji. Synteзатор rezystancji lub konduktancji umożliwia wytwarzanie cyfrowo sterowanej rezystancji lub konduktancji bazując na wartości odniesienia rezystancji rezystora dokładnego i na wartości cyfrowo sterowanego wzmocnienia sygnału napięciowego lub prądowego w układzie z przetwornikiem cyfrowo-analogowym.

Rozdział siódmy zawiera spis pozycji bibliograficznych.

Omawiane opracowanie przeznaczone jest dla szerokiego grona projektantów, konstruktorów i użytkowników elektronicznych układów symulatorów immitancji oraz stanowi literaturę uzupełniającą dla wykładowców wydziałów informatycznych, elektronicznych, elektrycznych i mechatroniki wyższych uczelni technicznych.

2. Zasada działania symulatorów immitancji

Schemat blokowy symulatora rezystancji lub konduktancji podano na rys. 2.1 [70]. Wejściowy sygnał cyfrowy X_{we} o odpowiednim kodzie steruje stanami załączeń układu analogowych łączników sieci zawierającej rezystory dokładne. Między dwoma zaciskami wyjściowymi następuje symulacja rezystancji lub konduktancji sterowanej sygnałem cyfrowym.



Rys. 2.1. Schemat blokowy symulatora rezystancji lub konduktancji

Symulator realizuje następujące funkcje:

- zadaje bezpośrednio wartość rezystancji lub konduktancji między zaciskami wyjściowymi symulatora;
- zadaje wartość rezystancji lub konduktancji odpowiednio wzmacnioną lub tłumioną przez wyjściowy aktywny układ wzmacniający i symuluje ją między dwoma zaciskami wyjściowymi symulatora;
- odpowiednio steruje cyfrowo współczynnikiem wzmacnienia napięcia proporcjonalnego do mierzonego prądu (identyfikowanej wartości prądu) na wyjściu symulatora i wymusza wartość napięcia między dwoma jego zaciskami wyjściowymi, lub odpowiednio steruje cyfrowo współczynnikiem wzmacnienia prądu proporcjonalnego do mierzonego napięcia (identyfikowanej wartości napięcia) na wyjściu symulatora i wymusza wartość prądu między dwoma jego zaciskami wyjściowymi. W obu przypadkach symuluje się wartość rezystancji lub konduktancji między dwoma zaciskami wyjściowymi symulatora.

Ze względu na sposób realizacji wyróżnia się trzy grupy symulatorów:

- symulatory bezpośrednie rezystancji lub konduktancji;
- symulatory stosujące konwertery lub inwertery impedancji;
- symulatory nazywane synteзаторami stosujące odpowiednie cyfrowe sterowanie i wymuszanie napięcia wyjściowego proporcjonalnego do prądu wyjściowego lub stosujące odpowiednie cyfrowe sterowanie i wymuszanie prądu wyjściowego proporcjonalnego do napięcia wyjściowego.

W pierwszej grupie symulatorów bezpośrednich stosowane jest łączenie szeregowo rezystorów stanowiących rezystancje bitowe (o wartościach rezystancji proporcjonalnych do wagi bitów sterujących) lub łączenie równoległe rezystorów stanowiących konduktancje bitowe (o wartościach konduktancji proporcjonalnych do wagi bitów sterujących), odpowiednio włączane lub przerywane łącznikami analogowymi sterowanymi sygnałem cyfrowym, w celu otrzymania cyfrowo sterowanej wartości rezystancji lub konduktancji.

Rezystancja symulowana może zostać opisana wzorem:

$$R_{wy} = R (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (2.1)$$

konduktancja symulowana może zostać opisana wzorem:

$$G_{wy} = G (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (2.2)$$

gdzie: R lub G – pełny zakres rezystancji lub konduktancji wyjściowej symulatora o liczbie bitów n ; $a_1, a_2, \dots, a_n$ – funkcje dwuwartościowe określające stany bitów cyfrowego sygnału sterującego. Wartość $R/2$ to wartość rezystancji rezystora najbardziej znaczącego bitu w zestawie połączenia szeregowego, kolejne bity mają wartości rezystancji dwukrotnie mniejsze ($R \cdot 2^{-1}, R \cdot 2^{-2}, R \cdot 2^{-3}$ itd.). Wartość $G/2$ to wartość konduktancji rezystora najbardziej znaczącego bitu w zestawie połączenia równoległego, kolejne bity mają wartości konduktancji dwukrotnie mniejsze ($G \cdot 2^{-1}, G \cdot 2^{-2}, G \cdot 2^{-3}$ itd.). Zależności (2.1) oraz (2.2) opisują symulatory dwójnikowe bezpośrednio wyposażone w dwa zaciski symulowanej imitancji.

Rozpowszechnione są bezpośrednie symulatory rezystancji, produkowane jako elementy monolityczne, w których stosowane jest szeregowo połączenie bardzo wielu jednakowych małych rezystancji o wartości kwantowej, zwane łańcuchem rezystancji. Rezystory te są odpowiednio łączone sygnałem cyfrowym na wyjściu symulatora. Zwykle są to monolityczne potencjometry cyfrowe o trzech zaciskach symulowanej rezystancji, tworzące sterowane dzielniki napięcia. Niektóre typy takich elementów elektronicznych mają tylko dwa zaciski wyjścia, tzw. rezystory cyfrowe, tak więc stanowią symulatory bezpośrednio dwójnikowe rezystancji.

Symulatory bezpośrednio mają dwie wady. Wadą są niepomiąalne wartości rezystancji łączników analogowych (rzędu setek $m\Omega$ lub wielu Ω w monolitycznych cyfrowych rezystorach) w porównaniu do rezystancji włączanych rezystorów dokładnych stanowiących najbardziej znaczące bity. Bywa to przyczyną błędów symulacji rezystancji. Drugą wadą symulatorów bezpośrednich o dużej dokładności jest konieczność stosowania aż kilku kosztownych rezystorów dokładnych o różnych, niejednakowych wartościach, wynikających z wag najbardziej znaczących bitów. Przykładowy symulator bezpośredni dwójnikowy konduktancji, sterowany przez układ mikroprocesorowy, znany jako symulator czujnika Pt 100 [22], zapewnia błąd symulacji rzędu 0,05 % (500 ppm).

W drugiej grupie symulatorów z konwerterami lub inwerterami impedancji stosowane jest połączenie kaskadowe dwóch konwerterów ujemnej impedancji, a symulator dwójnikowy bezpośredni zadaje wartość rezystancji obciążenia ostatniego konwertera, proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego. Rezystancja ta jest odpowiednio wzmacniana lub tłumiona i przetwarzana na dodatnią rezystancję wejściową pierwszego konwertera, którego zaciski wejściowe

są zaciskami wyjściowymi symulatora rezystancji. Stosując symulator dwójnikowy bezpośredni zadający wartość konduktancji obciążenia ostatniego konwertera proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego realizuje się symulator konduktancji. W tej grupie symulatorów stosować można znane z elektrotechniki teoretycznej [26, 126] proste, dwa jednowzmacniaczowe konwertery ujemnej impedancji oznaczane symbolem NIC (ang. *Negative Impedance Converter*) [130].

W drugiej grupie symulatorów stosować też można żyrator stanowiący inwerter dodatniej impedancji PIV (ang. *Positive Impedance Inverter*) [26]. W przypadku realizacji elektronicznej [126] jest to układ dwuwzmacniaczowy z siedmioma dokładnymi rezystorami w obwodach sprzężeń i obwodach obciążenia wzmacniaczy. Żyrator ma tę właściwość, że jego rezystancja wejściowa jest dodatnia a także odwrotnie proporcjonalna do rezystancji obciążenia wyjścia żyratora, tak więc zaciski wyjściowe symulatora rezystancji stanowią wejście żyratora. W symulatorze rezystancji należy cyfrowo sterować wartością konduktancji zadawanej na wyjściu żyratora za pomocą odpowiedniego bezpośredniego symulatora dwójnikowego konduktancji. W przypadku symulatora konduktancji należy sterować cyfrowo wartością rezystancji zadawanej na wyjściu żyratora odpowiednim symulatorem dwójnikowym bezpośrednim rezystancji.

Wady drugiej grupy symulatorów są takie same jak grupy pierwszej. Jednak główną wadą jest wysoki koszt dokładnych rezystorów. Są one niezbędne do realizacji układu konwerterów impedancji lub układu inwertera impedancji oraz do realizacji symulatora bezpośredniego zadającego rezystancję lub konduktancję obciążenia konwerterów lub inwertera. Przy realizacji symulatora z dwoma konwerterami ujemnej impedancji niezbędna liczba rezystorów dokładnych wzrasta o cztery, a przy realizacji symulatora z układem żyratora – ich liczba wzrasta o siedem. Przykładowe ceny rezystorów dokładnych podawane są w katalogach [47]. Obecnie cena jednego rezystora dokładnego (0,01 %) jest zbliżona rzędem do ceny jednego monolitycznego przetwornika CA o wysokiej rozdzielczości, np. 16 bitów. To świadczy o dużej przewadze rozwiązań cyfrowych syntezyatorów należących do grupy trzeciej, gdzie liczba rezystorów dokładnych jest zredukowana, gdyż nie ma potrzeby stosowania symulatorów dwójnikowych bezpośrednich wymagających kilku rezystorów dokładnych dla najbardziej znaczących bitów. W syntezyatorze z grupy trzeciej symulator dwójnikowy bezpośredni został zastąpiony przez monolityczny przetwornik cyfrowo-analogowy.

Trzecią grupę symulatorów, nazywanych syntezyatorami, stanowią układy elektroniczne syntezyujące wartość rezystancji lub konduktancji między dwoma zaciskami wyjściowymi symulatora przez realizację wzorów opisujących rezystancję lub konduktancję takiego dwójnika:

$$R = \frac{U}{I} \quad (2.3)$$

oraz

$$G = \frac{I}{U} \quad (2.4)$$

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

Są dwie możliwości uzyskania sterowania rezystancji proporcjonalnie do sterującego sygnału cyfrowego X_C . Pierwszy sposób polega na formowaniu napięcia U wprost proporcjonalnie do sygnału cyfrowego X_C . Drugi sposób to formowanie prądu I odwrotnie proporcjonalnie do sterującego sygnału cyfrowego X_C .

Również sterowanie konduktancji proporcjonalnie do sterującego sygnału cyfrowego X_C można realizować na dwa sposoby. Pierwsza możliwość to formowanie prądu I proporcjonalnie do sterującego sygnału cyfrowego X_C . Druga możliwość to formowanie napięcia U odwrotnie proporcjonalnie do sygnału cyfrowego X_C .

W trzeciej grupie symulatorów zawarte są cztery odmiany cyfrowych syntezyatorów imitancji – dwie odmiany syntezyatorów rezystancji oraz dwie odmiany syntezyatorów konduktancji.

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

$$R_{wy} = R_O (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (2.5)$$

gdzie: R_O – pełny zakres rezystancji wyjściowej syntezyatora o liczbie bitów n ,

$a_1, a_2, \dots, a_n$ – dwuwartościowe stany bitów cyfrowego sygnału sterującego.

Wartość R_O jest proporcjonalna do wartości charakterystycznej rezystancji rezystora dokładnego w torze pomiarowym prądu (lub w torze pomiarowym napięcia). Współczynnik proporcjonalności może być też korygowany za pomocą wzmocnienia wzmacniacza w układzie.

Druga odmiana cyfrowego syntezyatora rezystancji zawiera wzmacniacze i przetwornik CA, stanowiące układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości napięcia U na wyjściu syntezyatora, oraz formujący i wymuszający prąd I na wyjściu syntezyatora proporcjonalny do napięcia U i odwrotnie proporcjonalny do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . Powoduje to, że syntezyowana rezystancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego. Rezystancja takiego syntezyatora jest opisana wzorem (2.5).

Trzecia odmiana cyfrowego syntezyatora konduktancji zawiera wzmacniacze i przetwornik CA, stanowiące układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości napięcia U na wyjściu syntezyatora, oraz formujący i wymuszający prąd I na wyjściu syntezyatora proporcjonalny do napięcia U i proporcjonalny do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . Powoduje to, że syntezyowana konduktancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego. Konduktancja takiego syntezyatora jest opisana wzorem:

$$G_{wy} = G_O (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (2.6)$$

gdzie: G_O – pełny zakres konduktancji wyjściowej syntezyatora o liczbie bitów n ,

$a_1, a_2, \dots, a_n$ – dwuwartościowe stany bitów cyfrowego sygnału sterującego.

Wartość G_O jest odwrotnie proporcjonalna do wartości charakterystycznej rezystancji rezystora dokładnego w torze formowania i wymuszania prądu na wyjściu syntezy (lub w torze formowania i wymuszania napięcia na wyjściu). Współczynnik proporcjonalności może być korygowany za pomocą wzmacnienia w układzie.

Czwarta odmiana cyfrowego syntezy konduktancji zawiera wzmacniacz i przetwornik CA, stanowiące układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości prądu I na wyjściu syntezy, oraz formujący i wymuszający napięcie U na dwóch zaciskach wyjściowych syntezy proporcjonalne do prądu i odwrotnie proporcjonalne do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . Powoduje to, że syntezy konduktancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego. Konduktancja takiego syntezy może być opisana wzorem (2.6).

Realizacje elektroniczne układów poszczególnych odmian syntezy mogą się różnić znacznie, ale z reguły stosowany jest jeden przetwornik cyfrowo-analogowy oraz pewna liczba wzmacniaczy monolitycznych. Jednak opisane cztery zasady działania wyczerpują całkowicie możliwości wykonania syntezy rezystancji i konduktancji. W rozdziale szóstym podano przykłady rozwiązań szczegółowych układów elektronicznych tych syntezy.

W zależnościach (2.1), (2.2), (2.5), (2.6) zastosowano formę zapisu sygnału cyfrowego szczególnie dogodną do interpretacji. Bit najbardziej znaczący (MSB) ma nadany numer „1”, a współczynnik wagi ma wykładnik potęgowy „-1”. Bit najmniej znaczący (LSB) ma nadany ostatni kolejny numer „n”, a współczynnik wagi ma wykładnik potęgowy „-n”. Liczba „n” jest jednocześnie oznaczeniem liczbowym rozdzielczości zastosowanego zapisu sygnału cyfrowego. Przy tej formie zapisu zastosowano literę „a” z narastającymi indeksami – od a_1 do a_n dla współczynników dwuwartościowych określających stany poszczególnych bitów sygnału cyfrowego.

Należy zwrócić uwagę na to, że inna forma opisu sygnału cyfrowego została powszechnie przyjęta do opisu sygnałów monolitycznych przetworników cyfrowo-analogowych stosowanych w syntezy. W celu odróżnienia tej drugiej formy opisu, autor stosuje literę „b” z malejącymi indeksami – od „n-1” do „0”. Przy takiej formie opisu odpowiednie wzory do (2.5) i do (2.6) mają następujące postacie:

$$R_{wy} = R_O (b_{n-1} 2^{-1} + b_{n-2} 2^{-2} + b_{n-3} 2^{-3} + b_{n-4} 2^{-4} + \dots + b_0 2^{-n}) \quad (2.7)$$

oraz

$$G_{wy} = G_O (b_{n-1} 2^{-1} + b_{n-2} 2^{-2} + b_{n-3} 2^{-3} + b_{n-4} 2^{-4} + \dots + b_0 2^{-n}). \quad (2.8)$$

3. Sygnały, interfejsy, układy elektroniczne i elementy symulatorów immitancji

3.1. Wyjściowe sygnały analogowe symulatorów immitancji

3.1.1. Wprowadzenie

Urządzenia elektroniczne pomiarowe, automatyki i testujące zawierają układy służące do wytwarzania ciągłych sygnałów analogowych. Ciągłe sygnały analogowe są nośnikami informacji niezbędnych do odpowiedniego wykorzystania w celu realizowania funkcji danego urządzenia.

Ciągły sygnał analogowy [63] zawiera dwa elementy: nośnik sygnału i parametr informacji. W układach elektronicznych nośnikiem sygnału jest wielkość elektryczna, zazwyczaj jest to prąd, napięcie, rezystancja lub konduktancja. W symulatorach immitancji parametrem informacji jest w odpowiedniej umownej skali wartość nośnika sygnału, a więc wartość rezystancji lub wartość konduktancji. Parametr informacji bywa nazywany krótko sygnałem. Sygnał odwzorowuje wartość wielkości fizycznej, która przez urządzenie pomiarowe, automatyki lub testujące powinna być symulowana celem zrealizowania funkcji zadanej temu urządzeniu.

Sygnał analogowy Y_a jest związany funkcją ciągłą jednoznaczłą z wartością wielkości fizycznej mierzonej F_M , którą odwzorowuje według wzoru:

$$Y_a = f(F_M), \quad (3.1)$$

zależność ta jest zwana funkcją przetwarzania wartości wielkości fizycznej na sygnał. Funkcja przetwarzania może być liniowa:

$$Y_a = k F_M, \quad (3.2)$$

wówczas o sygnale Y_a mówimy, że jest to sygnał zerowy. Funkcja przetwarzania może być liniowa z przesunięciem początku:

$$Y_a = k F_M + Y_0, \quad (3.3)$$

wówczas o sygnale Y_a mówimy, że jest to sygnał niezerowy.

Przeważnie funkcja przetwarzania bywa nieliniowa. Przyjęto funkcje nieliniowe przedstawiać jako wielomiany, o całkowitych wykładnikach potęgowych, co umożliwia łatwy opis i przetwarzanie w odpowiednio oprogramowanych układach mikroprocesorowych.

Sygnały analogowe, stanowiące wielkości elektryczne – rezystancje lub konduktancje, są elektrycznymi wielkościami parametrycznymi wytwarzanymi przez czujniki pomiarowe zwane parametrycznymi. Sygnały takie, stanowiące wielkości parametryczne powinny być wytwarzane w symulatorach sterowanych cyfrowo, w urządzeniach elektronicznych, w celu symulacji odpowiednich parametrycznych czujników pomiarowych.

Oprócz sprawdzania układów pomiarowych czujników parametrycznych istnieje potrzeba sprawdzania megaomomierzy stosowanych do oceny stanu izolacji układów elektrycznych lub elektronicznych. Do sprawdzania tych megaomomierzy

mogą być używane sterowane cyfrowo symulatory średnich i dużych wartości rezystancji, gdyż parametrem charakterystycznym stanu izolacji jest rezystancja izolacji. Dlatego symulowana średnia i duża rezystancja będzie też nazywana analogowym sygnałem rezystancyjnym.

Symulowane sygnały rezystancji i konduktancji bywają prowadzone liniami łączącymi symulator ze sprawdzanym urządzeniem odbierającym dany sygnał. Podczas symulacji małych rezystancji i dużych konduktancji stosowane jest odpowiednie łączenie wieloprzewodowe. Największą dokładność zapewnia połączenie czteroprzewodowe, zwane połączeniem Kelvina [138]. Przy symulowaniu średnich rezystancji wyrażanych w $M\Omega$ oraz dużych rezystancji wyrażanych w $G\Omega$ jest stosowane połączenie dwuprzewodowe, gdyż rezystancja przewodów łączących ma zazwyczaj wartość pomijalną, poniżej jednej milionowej części symulowanej rezystancji.

Układ symulatora, w którym zastosowano przetwornik cyfrowo-analogowy oraz wzmacniacze monolityczne, jest typowym układem posiadającym charakterystyczny wspólny punkt sygnałów analogowych, oznaczany GND. Należy zwrócić uwagę, że w systemach pomiarowych i układach automatyki przemysłowej wspólny punkt sygnałów analogowych jest z reguły izolowany od masy (metalowej obudowy) urządzenia oraz izolowany od uziemienia. Z tego też powodu nie będziemy używali niezręcznej terminologii: „masy układu elektronicznego” ani „ziemi układu elektronicznego” jako synonimów wspólnego punktu sygnałów analogowych układu elektronicznego. Nie będą też używane terminy „masa zasilania”, ani „ziemia zasilania” jako synonimy wspólnego punktu zasilania, ani też terminy „masa cyfrowa” ani „ziemia cyfrowa” jako synonimy wspólnego punktu sygnałów cyfrowych. Należy zwrócić uwagę, że niektóre mierniki rezystancji izolacji mają konstrukcyjnie dołączony do masy (metalowej obudowy) jeden z zacisków pomiarowych. W takim przypadku odpowiedni (przeważnie ujemny), jeden z zacisków symulatora rezystancji łączony jest z zaciskiem masy miernika izolacji.

3.1.2. Odmiany czujników parametrycznych

Istnieje dużo odmian pomiarowych czujników parametrycznych. Literatura [98] jako najważniejsze z nich wymienia:

- czujniki rezystancyjne zwane tensometrami, w których korzysta się z zależności rezystora włączonego w obwód pomiarowy od jego wymiarów oraz od rezystancji właściwej; są stosowane do pomiaru siły, ciśnienia, naprężenia lub innych wielkości mechanicznych z nimi związanych,
- czujniki rezystancyjne temperatury, w których korzysta się z zależności rezystancji metalu od temperatury; są stosowane do pomiaru temperatury, do analizy gazów, do pomiaru prędkości przepływu i innych wielkości,
- czujniki elektrolityczno-rezystancyjne o zmiennej rezystancji elektrolitu zależnej od jego stężenia,
- czujniki jonizacyjne, które reagują na zmiany rezystancji ośrodka zjonizowanego; są stosowane do pomiaru próżni, natężenia promieniowania itp.,
- czujniki fotoelektryczne rezystancyjne, w których wykorzystuje się wpływ energii promienistej na fotorezystor; są stosowane do pomiarów parametrów promieniowania,

- czujniki indukcyjne, w których korzysta się ze zmiany indukcyjności własnej lub wzajemnej wskutek zmian w obwodzie magnetycznym cewek, stosowane głównie do pomiaru wymiarów geometrycznych,
- czujniki pojemnościowe, w których korzysta się z zależności kondensatora od jego wymiarów, wzajemnego położenia elektrod, zmiany przenikalności dielektrycznej, stosowane do pomiaru wielkości mechanicznych oraz do pomiaru wilgotności.

Z wymienionych, jedynie czujniki temperatury metalowe rezystancyjne zostały znormalizowane i są produkowane oraz powszechnie stosowane jako dokładne czujniki temperatury. Stanowią one osobne elementy, które są umieszczane w miejscu pomiaru temperatury i są odpowiednio łączone w układach pomiarowych i układach automatyki.

O wysokiej jakości czujników rezystancyjnych temperatury świadczy fakt, że jako wzorzec Międzynarodowej Praktycznej Skali Temperatury z 1968 r. (IPTS-68) przyjęto rezystor platynowy, umożliwiający w ciągu całego roku realizację pomiarów z niepewnością rzędu tysięcznych części stopnia (mK) w skali Kelvina lub w skali Celsjusza [133, 145]. W aktualnej normie IEC 60751 [59] zawarte są charakterystyki termometryczne rezystorów platynowych zgodne z Międzynarodową Skalą Temperatury z 1990 r. (ITS-90). Niewielkie różnice między skalami temperatury ITS-90 oraz IPTS-68 opisano szczegółowo w publikacji [24] Polskiego Komitetu Normalizacji, Miar i Jakości z 1991 r.

Charakterystycznym parametrem czujników metalowych rezystancyjnych jest zazwyczaj wartość nominalna rezystancji czujnika w temperaturze 0 °C.

Tab. 3.1. Przykładowe parametry czujników rezystancyjnych temperatury

Rodzaj czujnika	Nazwa czujnika	Opis charakterystyki	Wartość nominalna rezystancji w temperaturze odniesienia 0 °C lub (T)	Temperaturowy współczynnik α (alfa)
Czujniki platynowe	Pt 100	[59]	100 Ω	+0,4 %/1 °C
	Pt 500	[59]	500 Ω	+0,4 %/1 °C
	Pt 1000	[59]	1000 Ω	+0,4 %/1 °C
	Czujniki dokładnych pomiarów temperatury	[59] [128]	10 Ω 25,5 Ω	+0,4 %/1 °C +0,4 %/1 °C
Czujniki niklowe	Ni100	Nieaktualna norma	100 Ω	+0,6 %/1 °C
	Ni1000	DIN 43760 [129, 152], wycofana norma PN-83/M-53852[140]	1000 Ω	+0,6 %/1 °C
Czujniki miedziane (nie są objęte przepisami normalizacyjnymi jako czujniki temperatury)	brak nazwy Cu 100	[128] wycofana norma PN-83/M-53852[140]	9,035 Ω 100 Ω	+0,4%/1 °C +0,4%/1 °C
Rezystory półprzewodnikowe krzemowe o domieszkowaniu typu n (nie są objęte przepisami normalizacyjnymi jako czujniki temperatury)	Siemens KTY10-62	[145]	2000 $\Omega \pm 0,5\%$ (25°C)	+0,8 %/1 °C
	Philips KTY84-130	[145] są duże błędy pomiaru temperatury np. ± 27 °C w zakresie od -40 °C do +300 °C	1000 $\Omega \pm 3\%$ (100°C)	+0,8 %/1 °C

Czujniki temperatury rezystancyjne metalowe charakteryzuje współczynnik względnej zmiany rezystancji w przeliczeniu na 1 °C zmiany temperatury. Współczynnik ten oznaczany jest symbolem α (alfa), jest on wyrażany w %/1 °C i jest mierzony w okolicy temperatury zera stopni w skali Celsjusza.

Charakterystyki termometryczne rezystancja/temperatura metalowych czujników temperatury są nieliniowe i były aproksymowane wielomianem drugiego stopnia:

$$R_M = R_0[1 + \alpha(T - T_0) + \beta(T - T_0)^2], \quad (3.4)$$

gdzie: R_0 – rezystancja czujnika w temperaturze odniesienia T_0 , α oraz β – współczynniki wielomianu drugiego stopnia.

Tak prosta aproksymacja równaniem drugiego stopnia dla $T > 0$, po przyjęciu $T_0 = 0$, daje prosty wzór charakterystyki odwrotnej temperatura/rezystancja w postaci dodatniego pierwiastka równania kwadratowego (3.4):

$$T_1 = \frac{-\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 4\beta(\frac{R_M}{R_0} - 1)}}{2\beta} \quad (3.5)$$

Zapewne stało się to powodem, że aproksymacje charakterystyk wzorcowych rezystancja/temperatura dla dodatniej temperatury dla czujników platynowych zostały przyjęte w normach, jak i przez producentów czujników, jako wielomiany drugiego stopnia [140, 145]. Dla temperatury ujemnej zostały zastosowane aproksymacje czwartego stopnia [145]. Na podstawie tych aproksymacji były formowane i zostały powszechnie przyjęte odpowiednie tabele opisujące charakterystyki wzorcowe.

Wymagania dla czujników platynowych zawarto w obowiązujących Polskich Normach. W marcu 2009 r. Polski Komitet Normalizacyjny zdecydował, że Norma Europejska EN 60751:2008 *Industrial platinum resistance thermometers and platinum temperature sensors* otrzymuje status Polskiej Normy PN-EN 60751:2009. Ponieważ cały tekst Międzynarodowej Normy IEC 60751 Edition 2.0 2008-07, bez żadnych zmian, został przyjęty przez CENELEC jako Norma Europejska, to obowiązującą w Polsce normą jest tekst w języku angielskim *International Standard IEC 60751 Edition 2.0 2008-07* [59]. Dlatego właśnie na tę normę IEC [59] są powołania w dalszym tekście niniejszej książki. Podobnie, wśród norm niemieckich przyjęto normę DIN EN 60751:2009-5 [45], która zastąpiła poprzednie siedem wydań tej normy, począwszy od wersji DIN 43760:1954-04 do poprzedniej wersji DIN EN 60751:1996-07.

W normie IEC [59] charakterystyka wzorcowa rezystancja/temperatura jest identyczna jak w poprzedniej wersji normie polskiej PN-EN 60751+A2:1997.

Norma [59] IEC 60751 Edition 2.0 2008-07 zastępuje pierwszą polską edycję opublikowaną w 1983 r. z uzupełnieniem 1 z 1986 r. oraz z uzupełnieniem 2 z 1995 r. W obecnej edycji 2.0 normy IEC [59] wprowadzono uzupełnienie w zakresie klas tolerancji, wprowadzono test akceptacji klasy tolerancji, wprowadzono test histerezy charakterystyki oraz kilka zmian w indywidualnych testach. Anulowane zostały

wszystkie załączniki występujące w poprzedniej wersji normy IEC oraz te, które występowały w poprzednio obowiązującej polskiej normie.

Obowiązująca norma IEC [59] dotyczy zarówno rezystorów platynowych wykonanych z drutu platynowego oraz wykonanych w nowej technologii, z cienko-warstwowej folii platynowej. Norma ta dotyczy także termometrów rezystancyjnych platynowych zwanych PRT (ang. *platinum resistance thermometer*).

Dla rezystorów platynowych charakterystyka rezystancja/temperatura obowiązuje w punktach dołączania tych rezystorów do układu pomiarowego (wyprawa-dzenia przewodowe rezystorów). W przypadku termometrów rezystancyjnych charakterystyka obowiązuje między zaciskami termometru dołączanymi do układu pomiarowego (zaciski złącza termometru).

W rozdziale 4.1 normy IEC [59] podane są aproksymacje wielomianowe drugiego stopnia charakterystyki rezystancja/temperatura (zakres $0^{\circ}\text{C} - 850^{\circ}\text{C}$) oraz aproksymacje wielomianowe czwartego stopnia (zakres $-200^{\circ}\text{C} - 0^{\circ}\text{C}$). Czasami są stosowane wysoko stabilne w czasie rezystory platynowe i termometry platynowe. W normie IEC [59] jest zalecenie, że w przypadku wymagania od charakterystyki błędu niepewności mniejszego od $0,1^{\circ}\text{C}$, to należy stosować bardziej złożone aproksymacje równań charakterystyki niż podane w normie. Zalecenie to jest realizowane dalej, w niniejszym opracowaniu, przy omawianiu szczegółowych właściwości czujników platynowych termometrów rezystancyjnych.

W rozdz. 4.2 normy IEC [59] zapisano, że zależność charakterystyki rezystancja/temperatura jest podana w tabeli 1 dla rezystora platynowego o nominalnej rezystancji $100\ \Omega$. Dla innych wartości nominalnych rezystancji R_0 , jak $10\ \Omega$, $500\ \Omega$ lub $1000\ \Omega$, wartości podane w tabeli należy mnożyć przez współczynnik $R_0/100\ \Omega$. Tak więc dla czujników Pt 500 oraz Pt 1000 wartości powinny mieć dokładny mnożnik – odpowiednio 5 oraz 10.

Charakterystyki termometrów rezystancyjnych danego typu produkowanych przez licznych producentów wykazują odchylenia od charakterystyk wzorcowych. Norma IEC [59] definiuje pojęcie tolerancji termometru rezystancyjnego. Tolerancja jest to określone, wyrażone w stopniach Celsjusza, maksymalne odchylenie od odpowiednich wartości wzorcowych, zależności rezystancji od temperatury, podanych w normie lub przez producenta termometru rezystancyjnego. Pojęcie tolerancji w normie IEC [59] stosowane jest do pierwszej kalibracji rezystora lub termometru rezystancyjnego, przed jego użytkowaniem. Jest to ważne stwierdzenie, gdyż gwałtowne zmiany temperatury czujnika podczas jego użytkowania mogą powodować trwałą zmianę jego charakterystyki.

Podczas sprawdzania urządzeń pomiarowych przeznaczonych do współpracy z czujnikami rezystancyjnymi potrzebne są symulatory rezystancji w testujących urządzeniach elektronicznych w celu symulacji tych czujników pomiarowych.

Dalej zostaną omówione właściwości czujników platynowych termometrów rezystancyjnych o charakterystyce wzorcowej według normy IEC [59] oraz czujników niklowych termometrów rezystancyjnych o charakterystyce wzorcowej [129, 152]. Czujniki niklowe podlegały standaryzacji według poprzednich wersji norm niemieckich DIN 43760, także według wycofanej normy polskiej PN-83/M-53852 [140], ale zostały wyłączone z normalizacji [173] przez usunięcie ich z normy IEC

[59]. Charakterystyki wzorcowe czujników niklowych są podawane przez producentów tych czujników [39, 129, 152].

3.1.3. Schematy połączeń symulowanego czujnika

Zaletą czujnika rezystancyjnego jest to, że rezystancja czujnika parametrycznego R_M jest funkcją jednej temperatury mierzonej T_M przez ten czujnik według równania:

$$R_M = f(T_M). \quad (3.6)$$

W układach pomiarowych temperatury zazwyczaj formuje się sygnał pomiarowy jako przyrost rezystancji ΔR_M w mierzonej temperaturze T_M od rezystancji R_d czujnika w temperaturze dolnego zakresu pomiarowego T_d według wzoru:

$$\Delta R_M = f(T_M) - f(T_d). \quad (3.7)$$

Często dolnym zakresem pomiarowym jest temperatura $T_d = T_0 = 0^\circ\text{C}$, wówczas przyrost rezystancji liczony jest od wartości nominalnej R_0 czujnika pomiarowego i jest określany wzorem:

$$\Delta R_M = f(T_M) - f(T_0) = R_M - R_0 \quad (3.8)$$

W praktyce stosowane są bardzo różnorodne układy pomiarowe z czujnikami rezystancyjnymi. Pomiary rezystancji mogą być realizowane metodami mostkowymi lub napięciowymi przy wykorzystaniu źródeł prądów odniesienia. Układy mostkowe charakteryzują się często zależnościami nieliniowymi. Czytelnik znajdzie bogatą literaturę o układach mostkowych [167–172].

Niżej zostaną omówione schematy ideowe symulowanego czujnika rezystancyjnego temperatury w trzech typowych układach połączeń do układów pomiarowych napięciowych ze źródłami prądów odniesienia.

Stosując odpowiedni schemat układu z dwoma jednakowymi źródłami odniesienia I_0 , sygnał napięciowy proporcjonalny do przyrostu rezystancji ΔR_M można uformować według wzoru:

$$\Delta U_M = f(T_M)I_0 - f(T_0)I_0 = R_M I_0 - R_0 I_0 = (R_M - R_0)I_0 \quad (3.9)$$

W układach pomiarowych z czujnikami rezystancyjnymi stosuje się następujące układy połączeń czujnika do układu pomiarowego:

- połączenie czteroprzewodowe, zwane też połączeniem Kelvina [138],
- połączenie dwuprzewodowe,
- połączenie trójprzewodowe.

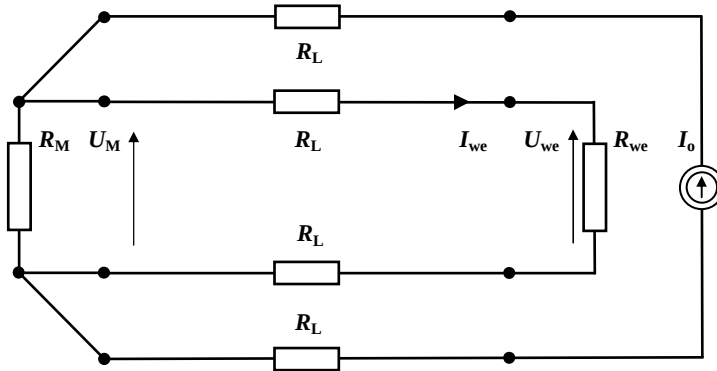
Połączenie czteroprzewodowe czujnika rezystancyjnego zapewnia minimalizację wpływu rezystancji własnych przewodów łączących czujnik z układem pomiarowym. Połączenie takie stosuje się dla czujników rezystancyjnych o najlepszych klasach tolerancji, a także dla termometrów rezystancyjnych, o charakterystykach wysokostabilnych w czasie, stosowanych do bardzo dokładnych pomiarów laboratoryjnych temperatury.

Współczesne multimetry cyfrowe wysokiej klasy, takie jak np. typ 8508A Reference Multimeter firmy Fluke Calibration [51] oraz typ 2002 Digital Multimeter firmy Keithley [66] umożliwiają pomiary rezystancji z niepewnością 7,5 ppm (części na milion) [51] lub 21 ppm [66] wynikającą z błędów jednorocznej niestabilności

przyrządu pomiarowego. Przykładowo można podać, że należy się spodziewać błędu, który nie przekracza wartości 0,01 °C przy pomiarze multimetrem typu 2002 firmy Keitley, rezystora platynowego Pt 100 w temperaturze ok. 270 °C, pod warunkiem, że multimetr w okresie jednego roku przeszedł procedurę właściwej kalibracji.

Przy tak dokładnych pomiarach temperatury konieczne jest stosowanie aproksymacji wielomianem odpowiednio wysokiego stopnia do opisu nieliniowej charakterystyki rezystancja/temperatura czujników platynowych. Stopień aproksymacji charakterystyki podany w normie IEC [59] jest wystarczający tylko dla przemysłowych termometrów rezystancyjnych.

Na rys. 3.1 podano schemat ideowy symulowanego czujnika rezystancyjnego o połączeniu czteroprzewodowym z układem pomiarowym rezystancji. W takich czteroprzewodowych układach pomiarowych jest z reguły stosowane źródło prądu odniesienia I_o zasilające rezystor czujnika R_M . Wartość prądu pobieranego przez układ pomiarowy I_{we} jest praktycznie pomijalna w stosunku do wartości prądu odniesienia I_o . Układ pomiarowy mierzy, z wykorzystaniem dwóch osobnych przewodów, napięcie na rezystorze czujnika pomiarowego, co umożliwia wyliczenie wartości rezystancji R_M . Oczywiście możliwe jest też wyliczenie wartości temperatury T_M z charakterystyki rezystancja/temperatura czujnika platynowego.



Rys. 3.1. Schemat ideowy symulowanego czujnika rezystancyjnego o połączeniu czteroprzewodowym z układem pomiarowym rezystancji

W układzie czteroprzewodowym zbyt mała rezystancja wejściowa R_{we} układu pomiarowego może być powodem błędu wynikającego z wartości sumarycznej rezystancji wewnętrznej zastępczego źródła napięcia $R_M I_o$. Na tę rezystancję wewnętrzną składa się suma $R_M + 2R_L$, gdzie $2R_L$ to suma rezystancji dwóch przewodów łączących czujnik z układem pomiarowym napięcia. Ze schematu na rys. 3.1 wynika, że o wartości tego błędu decyduje spadek napięcia na rezystancji wewnętrznej źródła. Błąd względny odniesiony do zakresu zmian sygnału napięciowego wyrazi się wzorem:

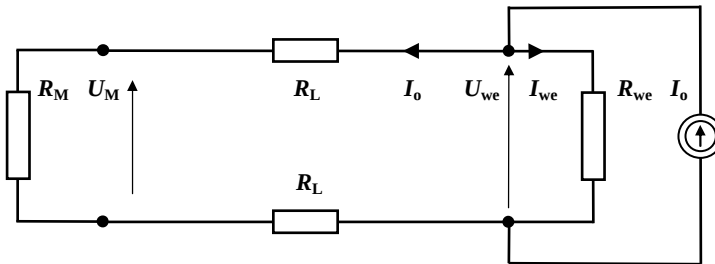
$$\delta R_{wew} = \frac{(R_M + 2R_L) I_{we}}{R_M I_o} = \frac{(R_M + 2R_L)}{R_{we}} \frac{I_{we} R_{we}}{R_M I_o} \approx \frac{(R_M + 2R_L)}{R_{we}} \quad (3.10)$$

W celu uzyskania odpowiednio małej wartości tego błędu, np. rzędu 0,01 %, dla rezystancji wewnętrznej $R_M + 2R_L$ o wartości ok. 500 Ω , należy zapewnić rezystancję wejściową R_{we} o wartości nie mniejszej niż 5 M Ω .

Na rys. 3.2 zaprezentowano schemat ideowy symulowanego czujnika rezystancyjnego o połączeniu dwuprzewodowym z układem pomiarowym rezystancji.

Obecność tylko dwóch przewodów powoduje, że prąd odniesienia I_o wytwarza spadki napięcia na dwóch rezystancjach $2R_L$ i ta wartość staje się dominującym błędem pomiaru:

$$\delta R_L = \frac{2 R_L I_o}{R_M I_o} = \frac{2 R_L}{R_M}. \quad (3.11)$$



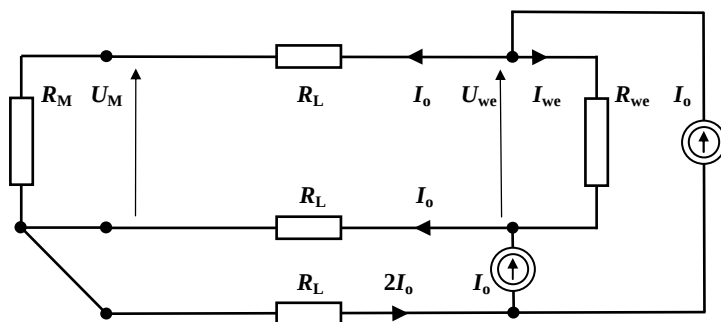
Rys. 3.2. Schemat ideowy symulowanego czujnika rezystancyjnego o połączeniu dwuprzewodowym z układem pomiarowym rezystancji

Połączenie dwuprzewodowe stosowane jest w układach pomiarowych termometrów rezystancyjnych o małej dokładności lub w przypadku bardzo krótkich połączeń. Wówczas błąd określony wzorem (3.11) ma wartość pomijalną. Przy symulacji rezystancji czujnika o połączeniu dwuprzewodowym przewody łączące powinny mieć jak największy przekrój i minimalną długość. W torze połączeń należy stosować wyłącznie złącza śrubowe (zaciski laboratoryjne). Nie należy stosować złączy stykowych, których rezystancja, na skutek starcia pokryć galwanicznych, może bardzo wzrosnąć.

W pomiarach przemysłowych termometrami rezystancyjnymi często są stosowane układy pomiarowe o połączeniu trójprzewodowym. Układy są tak budowane, że w każdym z dwóch przewodów prowadzących napięcie do układu pomiarowego występują praktycznie dwa jednakowe prądy. Prądy te mają przeciwne zwroty przy obiegu oczka obwodu wejściowego pomiaru napięcia. Z tego powodu spadki napięcia na jednakowych rezystancjach przewodów R_L odejmują się od siebie, dając praktycznie zerową wartość. W układach mostkowych są to dwa jednakowe prądy w dwóch gałęziach mostka. W układach z pomiarem napięcia są to dwa jednakowe prądy odniesienia. Na podkreślenie zasługuje wymaganie, aby obydwa przewody prowadzące napięcie do układu pomiarowego miały dokładnie jednakowe wartości rezystancji R_L .

Istnieje wiele schematów układów pomiarowych rezystancji o połączeniu trójprzewodowym. Na rys. 3.3 podano przykładowy schemat ideowy symulowanego czujnika rezystancyjnego o połączeniu trójprzewodowym z układem pomiarowym

rezystancji. Zastosowano tu dwa źródła prądowe o tych samych wartościach prądów odniesienia I_o . Należy przyjąć, że rezystancja wejściowa R_{we} jest bardzo duża, wówczas wartość prądu I_{we} układu pomiarowego jest pomijalna w porównaniu do wartości prądów odniesienia I_o . Zwroty prądów w przewodach łączących są jednakowe, są skierowane od układu pomiarowego do rezystancyjnego czujnika temperatury. Dlatego spadki napięcia na rezystancjach przewodów łączących $R_L I_o$ w oczku obwodu wejściowego odejmują się od siebie do wartości pomijalnej.



Rys. 3.3. Schemat ideowy symulowanego czujnika rezystancyjnego o połączeniu trójprzewodowym z układem pomiarowym rezystancji ($I_{we} \ll I_o$)

Omawiając schemat układu pomiarowego czujnika rezystancyjnego należy zwrócić uwagę na zjawisko samoistnego nagrzewania się fizycznego czujnika rezystancyjnego od prądu pomiarowego w tym czujniku. Prąd pomiarowy jest konieczny przy każdym pomiarze zarówno mostkowym jak i przy pomiarze napięciowym przy stosowaniu prądowego źródła odniesienia. Norma IEC [59] nakazuje ograniczenie prądu pomiarowego do wartości, przy której własne nagrzanie czujnika rezystancyjnego nie przekroczy jednej czwartej wartości deklarowanej klasy tolerancji danego czujnika.

W układzie elektronicznym symulacji czujnika rezystancyjnego efekty własnego nagrzania czujnika nie występują. Jeżeli producent sprawdzanego układu pomiarowego deklaruje jego współpracę z czujnikami o określonym współczynniku własnego nagrzewania się, wyrażonym w $^{\circ}\text{C}/\text{mW}$, to możliwe jest analityczne obliczenie wzrostu błędu w każdym punkcie sprawdzanej charakterystyki. Omawiany efekt własnego nagrzania się, powoduje zawsze wzrost rezystancji fizycznego czujnika pomiaru temperatury.

3.1.4. Platynowe czujniki rezystancyjne temperatury

W celu prawidłowej symulacji schematu ideowego termometru rezystancyjnego należy znać następujące parametry:

- temperatura mierzona T_M przez termometr rezystancyjny,
- aproksymowana charakterystyka termometryczna rezystancja/temperatura dla szerokiego zakresu zmian temperatury T_M .

Charakterystyki termometryczne wzorcowe platynowych czujników rezystancyjnych $R_M = f(T_M)$ są podawane tabelarycznie oraz jako aproksymacje wielo-

mianowe dla węższych zakresów zmian temperatury mierzonej niż szerokie zakresy pomiarowe podawane przez normę IEC [59]. Stosowane są wielomiany aproksymujące niskiego rzędu, co jest powodem zbyt dużych błędów aproksymacji przy symulacji schematu ideowego termometru rezystancyjnego. Stało się to powodem opracowania przez autora wielomianowych aproksymacji charakterystyk wzorcowych obejmujących pełne zakresy pomiarowe termometrów rezystancyjnych platynowych dla nominalnej wartości rezystora termometrycznego o wartości $R_0 = 100 \Omega$. Wartość rezystancji jest w nich podawana w $m\Omega$, a temperatura w $^{\circ}C$ w Międzynarodowej Skali Temperatury ITS-90. Zgodnie z rozdz. 4.2 normy IEC [59], dla innych wartości nominalnych rezystancji R_0 , takich jak 10Ω , 500Ω lub 1000Ω , wartości rezystancji charakterystyki wzorcowej należy mnożyć przez współczynnik $R_0/100 \Omega$.

Postać analityczna wielomianu aproksymacyjnego jest następująca:

$$R_M = f_c(T_M) = C_0 + C_1(T_M)^1 + C_2(T_M)^2 + C_3(T_M)^3 + \dots + C_{n-1}(T_M)^{n-1} + C_n(T_M)^n, \quad (3.12)$$

gdzie: $C_0, C_1, \dots, C_n$ – współczynniki wielomianu aproksymacyjnego, rezystancja jest podana w $m\Omega$, a temperatura w $^{\circ}C$.

W opracowanych aproksymacjach wielomianowych podano błędy aproksymacji. Są to różnice między wartościami wzorcowymi charakterystyk (podanych jako aproksymacje wielomianowe w normie IEC [59] lub jako aproksymacje bądź tabele podane przez producenta [129, 152]), a wartościami wyliczonymi z wielomianu aproksymacyjnego. Największe błędy dodatnie o wartości maksymalnej oznaczono Max, a największe błędy ujemne oznaczono Min. Błędy aproksymacji są znacznie mniejsze od dopuszczalnych klas tolerancji termometrów rezystancyjnych.

Norma IEC [59] wprowadza pojęcie tolerancji termometru rezystancyjnego, które wiąże z określonym zakresem pomiaru temperatury. Tolerancja jest to określone, wyrażone w stopniach Celsjusza, maksymalne odchylenie od odpowiednich wartości wzorcowych z zależności rezystancja/temperatura podanych w normie lub przez producenta termometru rezystancyjnego.

Charakterystyka termometryczna wzorcowa rezystancja/temperatura platynowego czujnika rezystancyjnego, o wartości nominalnej rezystancji $R_0 = 100 \Omega$ podana jest tabelarycznie w normie IEC [59] w zakresie od $-200^{\circ}C$ do $850^{\circ}C$. Wartości punktów charakterystyki podawane są z małą dokładnością, bo z rozdzielczością $\pm 0,01 \Omega$ (tylko dwie cyfry po przecinku).

Współczynniki wielomianu aproksymacyjnego stopnia dziesiątego charakterystyki termometrycznej $f_c(T_M)$, wyrażonej w $m\Omega$ według wzoru (3.12), autor wyliczył w środowisku obliczeniowym MATLAB. W celu zapewnienia możliwie małych błędów aproksymacji wyznaczono ponad 40 punktów wzorcowej charakterystyki rezystancja/temperatura z rozdzielczością do $1 \mu\Omega$ i taką aproksymowano wielomianem dziesiątego stopnia w zakresie od $-200^{\circ}C$ do $+850^{\circ}C$. Współczynniki tej charakterystyki są podane niżej.

$$\begin{aligned} C_0 &= 100\,001,40, \\ C_1 &= 390,7630, \\ C_2 &= -5,968935 \cdot 10^{-2}, \\ C_3 &= 4,125232 \cdot 10^{-5}, \\ C_4 &= -2,584729 \cdot 10^{-7}, \\ C_5 &= 6,627293 \cdot 10^{-10}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_6 &= -3,440089 \cdot 10^{-13}, \\
C_7 &= -1,789484 \cdot 10^{-15}, \\
C_8 &= 4,037110 \cdot 10^{-18}, \\
C_9 &= -3,397592 \cdot 10^{-21}, \\
C_{10} &= 1,052788 \cdot 10^{-24}.
\end{aligned}$$

W zakresie temperatury od $-200\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $850\text{ }^{\circ}\text{C}$ największe błędy aproksymacji wynoszą: Max = $+0,011\text{ }^{\circ}\text{C}$, Min = $-0,0095\text{ }^{\circ}\text{C}$.

W normie IEC [59] określono osobno klasy tolerancji: dla rezystorów platynowych drutowych nawijanych, dla rezystorów platynowych (cienkowarstwowych) foliowych, dla termometrów z rezystorami platynowymi drutowymi oraz dla termometrów z rezystorami platynowymi foliowymi.

Dla rezystorów platynowych drutowych nawijanych są podane niżej, przypisane w normie IEC, klasy tolerancji.

Klasa W 0,1 obejmuje zakres pomiarowy od $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+350\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,1 + 0,0017 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.13)$$

Klasa W 0,15 obejmuje zakres pomiarowy od $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+450\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,15 + 0,002 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.14)$$

Klasa W 0,3 obejmuje zakres pomiarowy od $-196\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+660\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,3 + 0,005 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.15)$$

Klasa W 0,6 obejmuje zakres pomiarowy od $-196\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+660\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,6 + 0,01 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.16)$$

Dla rezystorów platynowych foliowych są podane niżej, przypisane w normie IEC, klasy tolerancji.

Klasa F 0,1 obejmuje zakres pomiarowy od $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,1 + 0,0017 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.17)$$

Klasa F 0,15 obejmuje zakres pomiarowy od $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+300\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,15 + 0,002 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.18)$$

Klasa F 0,3 obejmuje zakres pomiarowy od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+500\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,3 + 0,005 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.19)$$

Klasa F 0,6 obejmuje zakres pomiarowy od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+600\text{ }^{\circ}\text{C}$, a tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,6 + 0,01 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.20)$$

Dla termometrów z rezystorami platynowymi niżej podane są, przypisane w normie IEC, klasy tolerancji.

Klasa AA przy stosowaniu rezystorów platynowych drutowych nawijanych obejmuje zakres pomiarowy od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+250\text{ }^{\circ}\text{C}$, a przy stosowaniu rezystorów platynowych foliowych obejmuje zakres od $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dla klasy AA tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,1 + 0,0017 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.21)$$

Klasa A przy stosowaniu rezystorów platynowych drutowych nawijanych obejmuje zakres pomiarowy od $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+450\text{ }^{\circ}\text{C}$, a przy stosowaniu rezystorów platynowych foliowych obejmuje zakres od $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+300\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dla klasy A tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,15 + 0,002 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.22)$$

Klasa B przy stosowaniu rezystorów platynowych drutowych nawijanych obejmuje zakres pomiarowy od $-196\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+600\text{ }^{\circ}\text{C}$, a przy stosowaniu rezystorów platynowych foliowych obejmuje zakres od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+500\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dla klasy B tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,3 + 0,005 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.23)$$

Klasa C przy stosowaniu rezystorów platynowych drutowych nawijanych obejmuje zakres pomiarowy od $-196\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+600\text{ }^{\circ}\text{C}$, a przy stosowaniu rezystorów platynowych foliowych obejmuje zakres od $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+600\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dla klasy C tolerancję wyrażoną w $^{\circ}\text{C}$ opisuje wzór:

$$\pm(0,6 + 0,01 \cdot |T_M|) \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.24)$$

W normie IEC [59] zawarto stwierdzenie, że jeżeli dla szczególnego rezystora platynowego lub szczególnego termometru platynowego został wyspecyfikowany węższy zakres temperaturowy niż zakresy podane wyżej, to należy ten fakt wyraźnie wskazać i opisać.

3.1.5. Niklowe czujniki rezystancyjne temperatury

Charakterystyka termometryczna wzorcowa rezystancja/temperatura czujnika rezystancyjnego niklowego, o wartości nominalnej rezystancji $R_0 = 100\text{ }\Omega$ podawana jest tabelarycznie przez producentów [129, 152] w zakresie od $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $180\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Współczynniki wielomianu aproksymacyjnego stopnia czwartego charakterystyki termometrycznej $f_c(T_M)$, wyrażonej $\text{m}\Omega$ według wzoru (3.12), można stosować następująco:

$$\begin{aligned} C_0 &= 100\,000, \\ C_1 &= 548\,500, \\ C_2 &= 6,65007 \cdot 10^{-1}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}C_3 &= -1,26788 \cdot 10^{-7}, \\C_4 &= 2,80553 \cdot 10^{-6}.\end{aligned}$$

W zakresie temperatury od $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $180\text{ }^{\circ}\text{C}$ największe błędy aproksymacji wynoszą: $\text{Max} = +0,00005\text{ }^{\circ}\text{C}$, $\text{Min} = -0,0001\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Do opisu rezystora niklowego producenci [129, 152] podali charakterystykę wzorcową z sześcioma i siedmioma cyframi znaczącymi (niedokładność $\pm 0,05\text{ m}\Omega$) i dlatego aproksymacja wielomianowa czwartego stopnia zalecana wyżej przez autora stała się wystarczająca. W takim przypadku błąd aproksymacji jest praktycznie zerowy. Jest zasadne podawanie sześciocyfrowych wartości współczynników wielomianu aproksymacyjnego.

Publikacje [36, 173] podają dla czujnika niklowego dla zakresu pomiarowego od $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $250\text{ }^{\circ}\text{C}$ wielomian aproksymacyjny szóstego stopnia, ale bez członów z trzecią i piątą potęgą temperatury. Współczynniki wielomianu C_0 , C_1 , C_2 , C_4 w zakresie cyfr znaczących są jedno-, trzy- oraz czterocyfrowe i są zbieżne z wartościami cyfr znaczących aproksymacji zaleconej przez autora w niniejszym rozdziale.

Czujniki niklowe nie podlegają normalizacji [173] toteż nie mają wyznaczonych klas tolerancji. Dopuszczalne odchyłki charakterystyki wyrażone wartością odchyłki temperatury podają nieliczni producenci tych czujników. Krajowy producent [39] dopuszczalne odchyłki podaje w formie wykresów, które można opisać niżej podanymi wzorami.

Dla zakresu od $-60\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ dopuszczalną odchyłkę temperatury można opisać wzorem:

$$\Delta t = 0,3\text{ }^{\circ}\text{C} + 0,017 |T|\text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.25)$$

Dla zakresu od $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $180\text{ }^{\circ}\text{C}$ dopuszczalną odchyłkę temperatury można opisać wzorem:

$$\Delta t = 0,3\text{ }^{\circ}\text{C} + 0,0076 T\text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.26)$$

Jak widać, niklowe czujniki temperatury mają gorsze dokładności od czujników platynowych oraz znacznie węższy zakres pomiaru temperatury, toteż obecnie ich stosowanie jest raczej rzadkie.

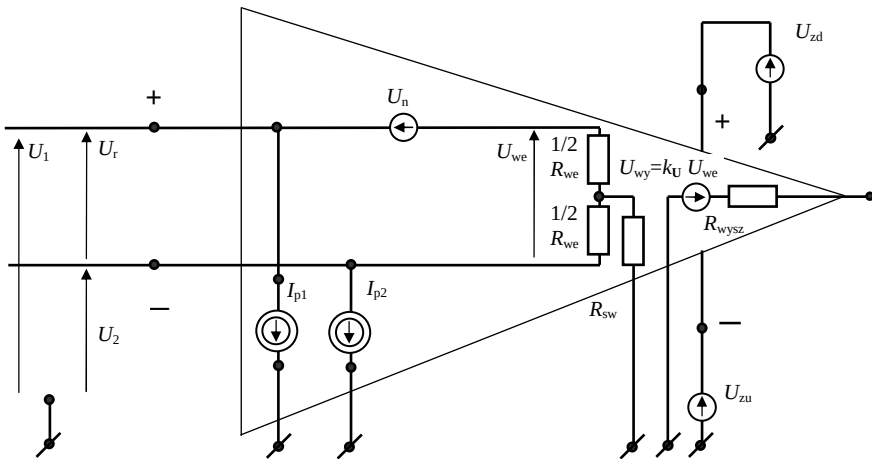
3.2. Układy formowania sygnałów analogowych ze wzmacniaczami monolitycznymi

3.2.1. Schemat zastępczy wzmacniacza i jego parametry

Właściwości wzmacniacza oraz definicje jego parametrów opisano w takich publikacjach jak [37, 64, 77, 136]. Schemat układu zastępczego wzmacniacza monolitycznego, zwanego w literaturze wzmacniaczem operacyjnym, zaprezentowano na rys. 3.4 [77]. Wzmacniacz monolityczny jest tranzystorowym układem wzmacniającym o sprzężeniach bezpośrednich, zawierającym kilka stopni wzmacniania o dużym współczynniku wzmocnienia napięciowego od 10^4 V/V do 10^8 V/V , przewidzianym do pracy w przedziale częstotliwości od zera (wzmacnianie napięć stałych) przeważnie do kilku herców lub nawet do kilkudziesięciu megaherców, np. typ FHP3132 [49]. Wzmacniacz monolityczny jest tak zaprojektowany, że pracuje stabilnie bez wzbudzeń przy bardzo głębokich ujemnych sprzężeniach zwrotnych wy-

tworzonych przez zewnętrzne obwody sprzężenia zwrotnego typu rezystancyjnego R . Należy podkreślić, że ze względu na stosowanie silnego ujemnego sprzężenia zwrotnego właśnie te zewnętrzne obwody sprzężenia zwrotnego formują charakterystyki przetwarzania sygnałów, a parametry samego wzmacniacza nie wpływają w sposób decydujący na te charakterystyki.

Wzmacniacz monolityczny jest wzmacniaczem różnicowym o dwóch końcówkach wejścia: nieinwersyjnej „+” i inwersyjnej „-”, które pracują prawie niezależnie od średniego poziomu napięć na tych końcówkach o wartości $(U_1 + U_2)/2$ w bardzo szerokim zakresie zmian tego napięcia, zwanego wejściowym napięciem wspólnym (U_w).



Rys. 3.4. Schemat układu zastępczego wzmacniacza

Wzmacniacz ten ma też jedną końcówkę wyjściową sterowanego źródła napięcia wyjściowego U_{wy} , którego drugi biegun jest połączony ze wspólnym punktem sygnałowym i zasilania wzmacniacza. Napięcie sterowanego źródła wyjściowego wzmacniacza U_{wy} jest sterowane napięciem oznaczonym symbolem U_{we} na schemacie, liniowo zależnym od różnicowego napięcia wejściowego $U_r = U_1 - U_2$ doprowadzonego do wejścia wzmacniacza. Różnica napięcia U_r i napięcia U_{we} jest nazywana wejściowym napięciem niezrównoważenia U_n traktowanym jako parametr błędu proporcjonalności przetwarzania różnicowego napięcia wejściowego U_r w napięcie sterujące U_{we} . Wzmocnienie napięciowe wzmacniacza k_U stanowi iloraz przyrostu napięcia wyjściowego wzmacniacza ΔU_{wy} oraz odpowiadającego mu przyrostu sterującego wejściowego napięcia różnicowego ΔU_r według wzoru:

$$k_U = \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_r}, \quad (3.27)$$

lub w skali logarytmicznej

$$k_U \log = 20 \log_{10} \frac{\Delta U_{wy}}{\Delta U_r}. \quad (3.28)$$

Na błędy wzmacniania sygnału wejściowego mają też wpływ prądy polaryzacji wejść wzmacniacza, oznaczone na schemacie symbolami źródeł prądowych I_{p1} dla wejścia nieinwersyjnego oraz I_{p2} dla wejścia inwersyjnego.

Na pracę wzmacniacza mogą też mieć wpływ takie parametry jak rezystancja wejściowa R_{we} dla sygnału sterującego U_{we} oraz rezystancja R_{sw} dla sygnału napięcia wspólnego U_w i rezystancja szeregową wyjścia wzmacniacza R_{wysz} . Na pracę wzmacniacza mogą mieć wpływ zmiany napięć zasilania napięcia dodatniego U_{zd} oraz zmiany napięć zasilania napięcia ujemnego U_{zu} .

Dalej przedstawiono definicje parametrów wzmacniacza charakteryzujące jego właściwości.

Wpływ zmian napięcia wspólnego zwany współczynnikiem tłumienia napięcia wspólnego jest określany jako 20 logarytmów ilorazu zmiany wartości napięcia wspólnego ΔU_w i wytworzonej przez to napięcie wspólne zmiany wartości napięcia nie zrównoważenia ΔU_{nw} przy niezmiennionej wartości napięcia wyjściowego:

$$WTNW = 20 \log_{10} \frac{\Delta U_w}{\Delta U_{nw}}. \quad (3.29)$$

Współczynnik tłumienia zmian napięcia zasilania jest określany jako dwadzieścia logarytmów ilorazu zmiany wartości symetrycznego dwubiegunowego napięcia zasilania ΔU_z i wywołanej nią zmiany wartości napięcia nie zrównoważenia ΔU_{nz} przy niezmiennionej wartości napięcia wyjściowego:

$$WTNZ = 20 \log_{10} \frac{\Delta U_z}{\Delta U_{nz}}. \quad (3.30)$$

Dryft temperaturowy napięcia nie zrównoważenia jest określany jako różnica między wartościami napięcia nie zrównoważenia U_{nT2} dla temperatury T_2 i napięcia nie zrównoważenia U_{nT1} dla temperatury T_1 odniesiona do różnicy tych temperatur:

$$\delta U_{nT} = \frac{U_{nT2} - U_{nT1}}{T_2 - T_1}. \quad (3.31)$$

Dryft długoterminowy napięcia nie zrównoważenia jest określany jako różnica między wartościami napięcia nie zrównoważenia wyznaczona dla dwóch czasów t_2 i t_1 odniesiona do przedziału czasowego:

$$\delta U_{nt} = \frac{U_{nt2} - U_{nt1}}{t_2 - t_1}. \quad (3.32)$$

Dryft temperaturowy prądu polaryzacji jest określany jako różnica między wartościami prądu polaryzacji I_{pT2} dla temperatury T_2 oraz prądu polaryzacji I_{pT1} dla temperatury T_1 odniesiona do różnicy tych wartości temperatury:

$$\delta I_{pT} = \frac{I_{pT2} - I_{pT1}}{T_2 - T_1}. \quad (3.33)$$

Szybkość narastania sygnału wyjściowego jest to największa stromość wzrostu chwilowej wartości napięcia wyjściowego w czasie, mierzona przy podaniu na wejście prostokątnego napięcia zmiennego:

$$SR = \max \left| \frac{dU_{wy}}{dt} \right|. \quad (3.34)$$

Pasmo tłumienia 3dB jest to częstotliwość przenoszonego przez wzmacniacz sinusoidalnego napięcia zmiennego, przy której występuje tłumienie wzmocnienia napięciowego $k_U \log_{10}$ w skali logarytmicznej o 3 dB. Parametr ten oznaczany jest zazwyczaj w literaturze angielskiej symbolem:

$$GB(3dB). \quad (3.35)$$

Pasmo wzmocnienia jednostkowego jest to częstotliwość przenoszonego przez wzmacniacz sinusoidalnego napięcia zmiennego, przy której występuje tłumienie wzmocnienia napięciowego do wartości $k_U = 1$ V/V, co oznacza w mierze logarytmicznej $k_U \log = 0$ dB. Parametr ten oznaczany jest zazwyczaj w literaturze angielskiej:

$$GBWP. \quad (3.36)$$

Współczesne wzmacniacze monolityczne są tak projektowane, że charakteryzują się następującymi właściwościami:

- poszczególne składowe napięcia niezrównoważenia (ΔU_n) są bardzo małe w stosunku do przetwarzanych sygnałów napięciowych,
- prądy polaryzacji (I_{p1}, I_{p2}) są bardzo małe w stosunku do przetwarzanych sygnałów prądowych,
- rezystancja dla sygnału wspólnego (R_{sw}) oraz rezystancja wejściowa (R_{we}) są bardzo duże, a więc prądy w tych rezystancjach mogą być pomijalne,
- wzmocnienie napięciowe (k_U) ma bardzo dużą wartość, a napięcie wejściowe (U_{we}) ma bardzo małą wartość, zazwyczaj pomijalną.

3.2.2. Grupy wzmacniaczy monolitycznych

Ze względu na różne zastosowania, wzmacniacze monolityczne są podzielone na następujące grupy:

- wzmacniacze precyzyjne,
- wzmacniacze mikromocowe,
- wzmacniacze elektrometryczne,
- wzmacniacze szybkie.

W symulatorach imitancji mogą być stosowane wzmacniacze monolityczne z pierwszych trzech wymienionych wyżej grup.

Wzmacniacze precyzyjne charakteryzują się małymi dryftami napięcia niezrównoważenia przy zmianach temperatury otoczenia oraz przy pracy długoterminowej w czasie. Nową odmianą są wzmacniacze z nadążną kompensacją napięcia niezrównoważenia, które cechują się bardzo małymi dryftami napięcia niezrównoważenia, toteż nie ma potrzeby zerowania tego napięcia niezrównoważenia.

Wzmacniacze mikromocowe cechują się bardzo małym poborem mocy zasilania, są przystosowane do pracy przy bardzo niskich napięciach zasilania oraz

zazwyczaj mają małe dryfty napięcia niezrównoważenia i małe wartości prądów polaryzacji wejść.

Wzmacniacze elektrometryczne charakteryzują się bardzo dużymi wartościami rezystancji wejściowej, ogromnymi wartościami rezystancji dla napięcia wspólnego, a także pomijalnymi wartościami prądów polaryzacji wejść. Mają one raczej duże wartości napięcia niezrównoważenia oraz możliwość zerowania tego napięcia zewnętrznym potencjometrem strojeniowym.

Wzmacniacze szybkie cechują się bardzo dużymi szybkościami narastania sygnału wyjściowego (SR), a także bardzo szerokim pasmem przenoszenia sygnału sinusoidalnego (GB) oraz bardzo szerokim pasmem wzmocnienia jednostkowego (GBWP). Wzmacniacze te cechują się dużymi wartościami prądów zasilania. Przegląd właściwości tych wzmacniaczy można znaleźć w literaturze [70].

Trzeba zauważyć, że obecnie bardzo często w układzie pomiarowym stosuje się kilka wzmacniaczy monolitycznych. W układach symulatorów immitancji również często stosuje się kilka wzmacniaczy. Dlatego firmy oferują niektóre typy wzmacniaczy jako pojedyncze, podwójne i poczwórne. Przykładowo, typowi wzmacniacza monolitycznego AD8628 [1] towarzyszy wersja AD8629 zawierająca dwa wzmacniacze oraz wersja AD8630 zawierająca cztery wzmacniacze. Podobnie typowi wzmacniacza pojedynczego ADA4051-1 [2] towarzyszy wersja wzmacniacza podwójnego ADA4051-2. Znane są liczne konstrukcje wzmacniaczy wielokrotnych [16, 32, 33, 48, 49] w obudowach miniaturowych do montażu płaskiego.

Nieliczne typy wzmacniaczy są wyposażone w dodatkowe wejście logicznego sygnału sterującego, który umożliwia realizację dwóch stanów pracy [7, 84, 121]. Jeden stan pracy polega na normalnym wzmacnianiu sygnału wejściowego. Drugim stanem jest stan odcięcia, nazywany w literaturze angielskiej „*shutdown*” lub „*disable*”. W stanie odcięcia, wzmacniacz nie realizuje funkcji wzmacniania, wyjście i wejście wzmacniacza przyjmują stan wysokiej impedancji, a pobory prądów zasilania wzmacniacza są znacznie mniejsze niż pobory prądów zasilania w stanie normalnego wzmacniania. Funkcja odcięcia jest stosowana w zasilanych bateryjnie układach w celu oszczędzania ładunku baterii zasilających.

Współczesne typy wzmacniaczy monolitycznych charakteryzuje miniaturyzacja i znaczne zwiększenie upakowania. Układy te mają standardowe obudowy PDIP-T8 (8 końcówek) i PDIP-T14 (14 końcówek) do montażu na płytach drukowanych oraz liczne wersje obudów miniaturowych do montażu płaskiego, np. obudowy PDSO-G8 (8 końcówek) i PDSO-G14 (14 końcówek). Ale nowe typy wzmacniaczy [1, 2, 7] są oferowane jedynie w obudowach miniaturowych do montażu płaskiego.

3.2.3. Wzmacniacze precyzyjne

Wzmacniacze o małych dryftach parametrów wejściowych, zwane wzmacniaczami precyzyjnymi (ang. *high precision*), są stosowane jako wzmacniacze pomiarowe małych poziomów sygnałów elektrycznych. Pracują one w układach dokładnych przetworników pomiarowych z czujnikami elektrycznymi generacyjnymi (np. termoelementy) i parametrycznymi (np. termorezystory, tensometry rezystancyjne). Służą one do realizacji dokładnych źródeł sygnałów odniesienia, stanowią najważniejsze elementy przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych oraz są stosowane w dokładnych symulatorach rezystancji i konduktancji. Są one wyko-

rzystywane w testerach oraz w stanowiskach pomiarowych do kontroli właściwości metrologicznych urządzeń i systemów pomiarowych.

Dla wzmacniaczy służących do wymienionych zastosowań ważnym wymaganiem jest duża wartość wzmocnienia oraz odporność parametrów na zmiany warunków pracy (temperatura otoczenia, napięcia zasilania). Od tych wzmacniaczy jest wymagana możliwość długotrwałej, wielomiesięcznej lub wieloletniej pracy w sposób ciągły, bez potrzeby wzorcowania układów pomiarowych.

W tabeli 3.2 podano przegląd parametrów najlepszych wzmacniaczy [78] o małych dryftach produkcji kilku przodujących firm światowych. Są to: LT1097 [83] Linear Technology, OP97 [18] i OP77 [15] Analog Devices, MAX427 [112] MAXIM, OPA227 [32] i OPA277 [33] Burr-Brown produkowane przez Texas Instruments. Są to najlepsze wzmacniacze oferowane przez obecnych producentów, zastępujące starsze opracowania wzmacniaczy mono OP05 i mono OP07 nieistniejącej już firmy Precision Monolithics Inc.

Większość producentów liniowych układów scalonych oferuje wzmacniacze monolityczne o małych dryftach, ale nie wszystkie z oferowanych mają wyspecyfikowany dryft długoterminowy napięcia niezrównoważenia, który jest parametrem najważniejszym w przypadku konstruowania dokładnych układów pomiarowych. Wzmacniacze rozpatrywane w tabeli 3.2 charakteryzują podane przez producentów dryfty długoterminowe napięcia niezrównoważenia.

Wzmacniacze precyzyjne charakteryzuje bardzo duża wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego, którego wartość typowa jest zawarta w szerokim przedziale od $1 \cdot 10^6$ V/V do $100 \cdot 10^6$ V/V (tab. 3.2).

Współczesne wzmacniacze precyzyjne charakteryzują się bardzo małymi typowymi wartościami wejściowego napięcia niezrównoważenia w wąskim przedziale od $5 \mu\text{V}$ do $10 \mu\text{V}$. Jednak biorąc pod uwagę, że w niektórych egzemplarzach maksymalna wartość tego parametru może dochodzić do $75 \mu\text{V}$, to w układach scalonych jedno wzmacniaczowych istnieje możliwość zerowania napięcia niezrównoważenia za pomocą zewnętrznego potencjometru strojenowego.

Dryfty temperaturowe napięcia niezrównoważenia, typowe dla wzmacniaczy precyzyjnych są bardzo małe i są zawarte w przedziale od $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ do $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Rezystancja wejściowa dla wejścia różnicowego dla tych wzmacniaczy przyjmuje bardzo duże wartości z przedziału od $10 \text{ M}\Omega$ do $100 \text{ M}\Omega$. Nietrudno wyliczyć, że prąd sterowania wejścia różnicowego w rezystancji wejściowej R_{we} na schemacie wzmacniacza monolitycznego (rys. 3.4) przyjmuje bardzo małe wartości, zazwyczaj poniżej 10 pA .

Dryfty temperaturowe napięcia niezrównoważenia, typowe dla wzmacniaczy precyzyjnych są bardzo małe i są zawarte w przedziale od $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ do $0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Współczesne wzmacniacze precyzyjne charakteryzują się bardzo dużymi wartościami typowych rezystancji dla napięcia wspólnego, w przedziale od $1 \text{ G}\Omega$ do $1000 \text{ G}\Omega$. Nietrudno wyliczyć, że prąd upływności od napięcia wspólnego w rezystancji dla napięcia wspólnego R_{sw} na schemacie wzmacniacza monolitycznego (rys. 3.4) przyjmuje bardzo małe wartości, w przedziale od 1 pA (np. dla $U_{ws} = 1 \text{ V}$ i $R_{sw} = 1000 \text{ G}\Omega$) do 1 nA (np. dla $U_{ws} = 1 \text{ V}$ i $R_{sw} = 1 \text{ G}\Omega$). Biorąc pod uwagę, że prądy robocze wejściowe lub sprzężenia zwrotnego we współczesnych układach

przetwarzania sygnałów mogą być rzędu $1\ \mu\text{A}$ (np. $100\ \text{mV}/100\ \text{k}\Omega = 1\ \mu\text{A}$), to wyżej wyliczone wartości prądów upływności są co najmniej o trzy rzędy mniejsze.

Co można znaleźć w literaturze na temat dryftu długoterminowego napięcia niezrównoważenia? Firmy podające ten parametr zakładają, że dotyczy on wielomiesięcznej pracy ciągłej wzmacniacza w warunkach odniesienia (np. $U_z = \pm 15\ \text{V}$, $T = 25\ ^\circ\text{C}$), ale po odrzuceniu dryftu początkowego, jaki występuje przez pierwsze 30 dni po włączeniu wzmacniacza. Dryft długoterminowy napięcia niezrównoważenia wyraża aproksymowaną średnią linię trendu zmian tego napięcia w czasie jednego miesiąca (720 h). Jak wynika z przytoczonych danych (tab. 3.2), wartość typowa tego parametru jest deklarowana w przedziale od $0,2\ \mu\text{V}/\text{miesiąc}$ [15, 32, 33, 112] do $0,3\ \mu\text{V}/\text{miesiąc}$ [18, 83]. A co wiemy o dryfcie w początkowym okresie pracy? Firma MAXIM [112] podaje, że po odrzuceniu początkowej godziny pracy wzmacniacza, zmiana napięcia niezrównoważenia w czasie pierwszych 30 dni pracy zazwyczaj wynosi ok. $2,5\ \mu\text{V}$. Inna firma – Linear Technology podaje podobny charakter dryftów napięcia niezrównoważenia w okresie 5 miesięcy dla kilku reprezentatywnych egzemplarzy wzmacniaczy typu LT1028 [82]. A jak wygląda zmiana napięcia niezrównoważenia w czasie pierwszych minut po włączeniu wzmacniacza. Firma Linear Technology [83] podaje przebieg czasowy początkowego nagrzewania się wzmacniacza LT1097 – typowa zmiana napięcia niezrównoważenia w czasie pierwszych dwóch minut wynosi ok. $0,8\ \mu\text{V}$, a po tym czasie następuje ustabilizowanie wartości napięcia niezrównoważenia, wynikające z nagrzania własnego mocą wydzielaną we wzmacniaczu.

Wzmacniacze precyzyjne cechują się małymi typowymi wartościami prądu polaryzacji wejścia – od $30\ \text{pA}$ do $10\ \text{nA}$, oraz bardzo małymi typowymi wartościami dryftu temperaturowego prądu polaryzacji wejścia – od $0,4\ \text{pA}/^\circ\text{C}$ do $50\ \text{pA}/^\circ\text{C}$ (tab. 3.2).

Współczesne wzmacniacze precyzyjne są przystosowane do pracy nawet przy bardzo niskich podwójnych napięciach zasilania, począwszy od $\pm 1,2\ \text{V}$, aż do $\pm 20\ \text{V}$ lub $\pm 22\ \text{V}$. Charakteryzują je też umiarkowane wartości prądów zasilania – od $350\ \mu\text{A}$ do $3,8\ \text{mA}$, co oznacza w skrajnym przypadku, przy napięciu zasilania $\pm 1,2\ \text{V}$, przy prądzie $350\ \mu\text{A}$, mały pobór mocy nieco poniżej $1\ \text{mW}$.

Wzmacniacze precyzyjne charakteryzują małe szybkości narastania sygnału wyjściowego od $0,1\ \text{V}/\mu\text{s}$ do $2,8\ \text{V}/\mu\text{s}$ oraz niskie pasmo tłumienia $3\ \text{dB}$ od 0 (napięcia stałe) do $0,08\ \text{Hz}$ lub $1\ \text{Hz}$ (tab. 3.2).

Pasma wzmocnienia jednostkowego, które wykorzystywane może być tylko przy bardzo małych amplitudach wyjściowych sygnałów sinusoidalnych (rzędu pojedynczych mikrowoltów) dla wzmacniaczy (tab. 3.2) zawarte jest w granicach od $0,4\ \text{MHz}$ do $8\ \text{MHz}$.

W czasie ostatnich dwudziestu kilku lat pojawiły się nowe wzmacniacze monolityczne z samoczynnym zerowaniem napięcia niezrównoważenia, powtarzanym z częstotliwością od kilkuset Hz do kilkudziesięciu kHz. W literaturze angielskiej występują one pod terminami „zero-drift”, „auto-zero” lub „auto-zeroing”. W literaturze polskiej [79, 136] stosowane są dla nich nazwy „wzmacniacze z nadążną minimalizacją wejściowego napięcia niezrównoważenia” oraz „wzmacniacze z nadążną kompensacją wejściowego napięcia niezrównoważenia”. Dalej będą nazywane

„wzmacniaczami z minimalizacją napięcia niezerównoważenia”, gdyż ich działanie polega na samoczynnej realizacji minimalizacji napięcia niezerównoważenia.

Tab. 3.2. Parametry wzmacniaczy precyzyjnych

A	B	C	D	E	F	G	H
Producent		Linear Technology	Analog Devices	MAXIM	Burr-Brown Texas Instruments	Analog Devices	Burr-Brown Texas Instruments
Typ wzmacniacza		LT1097CN8 [83]	OP97EP [18]	MAX427 EPA [112]	OPA227P [32]	OP77A [15]	OPA277P [33]
Prąd polaryzacji wejścia I_p (nA)	typ. max.	0,040 0,250	0,030 0,100	10 35	2,5 10	1,2 2	0,5 1
Wejściowy prąd niezerównoważenia I_n (nA)	typ. max.	0,040 0,250	0,030 0,100	7 30	2,5 10	0,3 brak inf.	0,5 1
Wejściowe napięcie niezerównoważenia U_n (μ V)	typ. max.	10 50	10 25	5 15	5 75	10 25	10 20
Rezystancja dla napięcia wspólnego R_{sw} (G Ω)	typ.	1000	brak inf.	7	1	200	250
Rezystancja wejściowa R_{we} (M Ω)	typ. min.	80 30	brak inf. 30	brak inf. brak inf.	10 brak inf.	45 26	100 brak inf.
Rezystancja wyjściowa R_{wy} (Ω)	typ.	6000	2600	800	bardzo mała	60	3300
Wzmocnienie napięciowe k_U (V/V) – dla rezystancji obciążenia	typ.	$2,5 \cdot 10^6$ (10k)	$2,0 \cdot 10^6$ (10k)	$20 \cdot 10^6$ (2k)	$1 \cdot 10^8$ (10k)	$12 \cdot 10^6$ (2k)	$10 \cdot 10^6$ (10k)
	typ.	$1,0 \cdot 10^6$ (2k)	$1,1 \cdot 10^6$ (2k)	$12 \cdot 10^6$ (0,6k)	$1 \cdot 10^8$ (0,6k)	brak inf.	$5 \cdot 10^6$ (2k)
	min.	$0,7 \cdot 10^6$ (10k)	$0,3 \cdot 10^6$ (2k)	$7 \cdot 10^6$ (2k)	$4 \cdot 10^6$ (0,6k)	$5 \cdot 10^6$ (2k)	$2 \cdot 10^6$ (2k)
Współczynnik tłum. napięcia wspólnego $WTNW \log$ (dB)	typ. min.	130 115	132 114	130 117	138 120	140 120	140 130
Współczynnik tłum. zmian napięcia zasilania $WTNZ \log$ (dB)	typ. min.	130 114	132 114	130 110	126 114	123 110	130 126
Dryft temperaturowy nap. niezerównoważenia δU_{nT} (μ V/ $^{\circ}$ C)	typ. max.	0,2 1	0,2 0,6	0,1 0,8	0,1 0,6	0,1 0,3	0,1 0,15
Dryft długoterminowy nap. niezerównoważenia δU_{nT} (μ V/720 h)	typ. max.	0,3 brak inf.	0,3 brak inf.	0,2 1	0,2 brak inf.	0,2 brak inf.	0,2 brak inf.
Dryft temperaturowy prądu polaryzacji δI_{pT} (nA/ $^{\circ}$ C)	typ. max.	0,0004 0,004	0,0004 0,0025	0,05 brak inf.	0,005 brak inf.	0,008 0,025	0,004 brak inf.
Dryft temperaturowy prądu niezerównoważenia δI_{nT} (nA/ $^{\circ}$ C)	typ. max.	0,0004 0,004	0,0004 0,0025	0,02 brak inf.	brak inf. brak inf.	0,0015 0,025	brak inf. brak inf.
Napięcia zasilania (V) podwójne $\pm U_z$	min.	$\pm 1,2$	± 2	± 4	$\pm 2,5$	± 3	± 2
	typ.	± 15	± 15	± 15	$\pm 5, \pm 15$	$\pm 15, \pm 18$	$\pm 5, \pm 15$
	max.	± 20	± 20	± 22	± 18	± 22	± 18
Pobór prądu zasilania I_z (μ A)	typ. max.	350 560	380 600	2700 4000	3700 3800	1670 2000	790 825
Szybkość narastania sygnału wyjściowego SR (V/ μ s)	typ. min.	0,2 0,1	0,2 0,1	2,8 1,7	2,3 brak inf.	0,3 0,1	0,8 brak inf.
Pasma tłumienia 3 dB (Hz), GB (3 dB)	typ.	1	brak inf.	0,6	0,08	0,08	0,6
Pasma wzmocnienia jednostkowego (MHz). ($k_U \geq 1$ V/V)	typ. min.	0,7 brak inf.	0,9 0,4	6 brak inf.	8 brak inf.	0,6 0,4	1 brak inf.

W literaturze [79] podano przegląd parametrów wybranych najlepszych wzmacniaczy z minimalizacją napięcia niezrównoważenia produkcji kilku znanych firm światowych. Są to LT1150C [86] firmy Linear Technology, AD8628 [1] i ADA4051-1 [2] Analog Devices, MAX4238 [122], MAX9619 [101] Maxim Integrated Products i TLC2652A [161] Texas Instruments.

Cechują się one bardzo małymi wartościami typowymi napięcia niezrównoważenia, od $0,1 \mu\text{V}$ do $2 \mu\text{V}$ (wartości maksymalne to od $1 \mu\text{V}$ do $17 \mu\text{V}$). Nie ma w nich możliwości zerowania napięcia niezrównoważenia zewnętrznym potencjometrem. Wzmacniacze mają bardzo małe wartości typowe dryftów temperaturowych napięcia niezrównoważenia, od $2 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ do $20 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ (wartości maksymalne to od $20 \text{ nV}/^\circ\text{C}$ do $120 \text{ nV}/^\circ\text{C}$). Wartości typowe ich dryftów długoterminowych napięcia niezrównoważenia zawierają się w przedziale od $3 \text{ nV}/720 \text{ h}$ do $50 \text{ nV}/720 \text{ h}$.

Omawiane wzmacniacze cechują się małymi wartościami typowymi prądu polaryzacji wejścia od 1 pA do 31 pA , maksymalne wartości prądu polaryzacji wejścia zawierają się w przedziale od 60 pA do 100 pA . Typowe wartości dryftu temperaturowego prądu polaryzacji są zawarte w przedziale od $0,1 \text{ pA}/^\circ\text{C}$, aż do $1 \text{ pA}/^\circ\text{C}$.

Wzmacniacze te charakteryzują bardzo duże wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego, którego wartość zawiera się w zakresie od $0,5 \cdot 10^6 \text{ V/V}$ (minimalna) do $1000 \cdot 10^6 \text{ V/V}$ (maksymalna).

W omawianych wzmacniaczach rezystancja wejściowa dla wejścia różnicowego zawarta jest w przedziale od $8 \text{ M}\Omega$ do $50 \text{ M}\Omega$. Rezystancja dla napięcia wspólnego jest podawana tylko dla jednego typu wzmacniacza MAX9619 [101] i wynosi $200 \text{ M}\Omega$.

Wzmacniacze omawiane mogą pracować przy podwójnych napięciach zasilania od bardzo małej wartości $\pm 0,8 \text{ V}$ do $\pm 20 \text{ V}$ lub przy pojedynczych napięciach od $1,6 \text{ V}$ do 32 V . Typowe napięcia zasilania podwójne to $\pm 5 \text{ V}$ oraz $\pm 15 \text{ V}$. Typowe napięcia zasilania pojedyncze to $3,3 \text{ V}$ oraz 5 V . Pobory typowych wartości prądów zasilania zawierają się w szerokich granicach od $15 \mu\text{A}$ do $1,5 \text{ mA}$, maksymalne wartości prądów zasilania są w granicach od $18 \mu\text{A}$ do $2,4 \text{ mA}$.

Niektóre typy wzmacniaczy, np. [101, 122] mają sterowanie sygnałem logicznym funkcją odcięcia, przy której w stanie odcięcia następuje obniżenie poboru prądu zasilania do bardzo małych wartości. Typy tych wzmacniaczy są przystosowane do pracy w urządzeniach zasilanych bateryjnie, samoczynnie wyłączających się lub przełączających się w stan czuwania.

Wszystkie wzmacniacze z minimalizacją napięcia niezrównoważenia mają też wersje wykonania w miniaturowych obudowach do montażu płaskiego.

3.2.4. Wzmacniacze mikromocowe

Wzmacniacze o małym poborze mocy zasilania, zwane mikromocowymi (ang. *micro power*), są stosowane najczęściej w urządzeniach zasilanych bateryjnie. Pożądaną właściwością jest możliwość stosowania niskich napięć zasilających. Minimalizacja mocy wydzielanej w układzie scalonym daje dodatkowe korzyści w postaci szybko zanikających stanów przejściowych po załączeniu zasilania układu w wyniku zminimalizowania efektu nagrzewania własnego. Układ pracuje jako mikromocowy, co wiąże się również z bardzo małymi prądami polaryzacji i niezrównoważenia, ale niestety występują małe wartości szybkości narastania napięcia wyjściowego

SR, co obniża częstotliwościowe pasmo robocze. Szczególną zaletą tych układów jest szeroki zakres napięć zasilania od $\pm 1,5$ V do ± 15 V oraz możliwość zasilania pojedynczym napięciem z przedziału od 2,2 V do 44 V. Przy zasilaniu wzmacniacza pojedynczym napięciem, sygnał wyjściowy odbierany jest względem połowy napięcia zasilania, formowanej na odpowiednim dzielniku rezystancyjnym, lub odbierany jest względem innego napięcia odniesienia.

Producenci tych wzmacniaczy podają jako charakterystyczny parametr: pobór prądu zasilania I_z , przy braku poboru prądu wyjściowego wzmacniacza. Typowy pobór mocy przy pomijalnym prądzie wyjściowym, dla tej grupy wzmacniaczy, to tylko 100 μ W (5 V, 20 μ A). Nie trudno zauważyć, że przy typowym poborze prądu zasilania, wynoszącym 20 μ A i zasilaniu z baterii o pojemności 1 Ah, czas ciągłej pracy układu wzmacniacza przekracza 6 lat. Wzmacniacze mikromocowe umożliwiają realizację różnych zasilanych bateryjnie układów pomiarowych.

Korzystając z literatury [78] (tab. 3.3) podano przegląd parametrów najlepszych wzmacniaczy mikromocowych produkcji kilku przodujących firm światowych. Przegląd obejmuje wzmacniacze: LT1636 [85] Linear Technology, OPA241 [28] i OPA336 [29] Burr-Brown produkcji Texas Instruments, LMC7111 [158] National Semiconductor, OP90 [17] Analog Devices, MAX478 [108] MAXIM.

W porównaniu z danymi w tab. 3.2, wzmacniacze mikromocowe mają gorsze parametry w zakresie wzmocnienia napięciowego, napięcia niezrównoważenia oraz dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia. Przeważnie nie mają deklarowanych dryftów długoterminowych napięcia niezrównoważenia ani dryftów temperaturowych prądu polaryzacji i prądu niezrównoważenia.

Wzmacniacze mikromocowe charakteryzują się możliwością pracy przy bardzo niskich pojedynczych napięciach zasilania oraz mają bardzo niskie pobory prądu zasilania. W porównaniu do wzmacniaczy precyzyjnych mają znacznie mniejszą szybkość narastania sygnału wyjściowego i niskie pasmo tłumienia 3 dB oraz bardzo niskie pasmo wzmocnienia jednostkowego.

Wzmacniacze mikromocowe charakteryzuje dość duża wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego, którego wartość typowa jest zawarta w przedziale od $0,5 \cdot 10^6$ V/V do $2 \cdot 10^6$ V/V (tab. 3.3).

Wzmacniacze te charakteryzują się niezbyt małymi typowymi wartościami wejściowego napięcia niezrównoważenia w przedziale od 30 μ V do 900 μ V. Dla większości układów scalonych jedno wzmacniaczowych, istnieje możliwość zerowania tego napięcia za pomocą zewnętrznego potencjometru strojenieniowego.

Dryfty temperaturowe napięcia niezrównoważenia, typowe dla wzmacniaczy mikromocowych zawarte są w przedziale od 0,3 μ V/°C do 2 μ V/°C.

Rezystancja wejściowa dla wejścia różnicowego dla wzmacniaczy z tab. 3.3 przyjmuje bardzo duże wartości z przedziału od 10 M Ω do 10 000 G Ω .

Współczesne wzmacniacze mikromocowe charakteryzują się bardzo dużymi wartościami typowych rezystancji dla napięcia wspólnego w przedziale od 1 G Ω do 10 000 G Ω . Nietrudno wyliczyć, że prąd upływności od napięcia wspólnego w rezystancji dla napięcia wspólnego R_{sw} na schemacie wzmacniacza monolitycznego (rys. 3.4) przyjmuje bardzo małe wartości w przedziale od 0,1 pA (np. dla $U_{ws} = 1$ V i $R_{sw} = 10\,000$ G Ω) do 1 nA (np. dla $U_{ws} = 1$ V i $R_{sw} = 1$ G Ω).

Tab. 3.3. Parametry wzmacniaczy mikromocowych

A	B	C	D	E	F	G	H
Producent		Linear Technology	Burr-Brown Texas Instruments	Burr-Brown Texas Instruments	National Semiconductor	Analog Devices	MAXIM
Typ wzmacniacza		LT1636CN8 [85]	OPA241PA [28]	OPA336N [29]	LMC7111AI [158]	OP90A [17]	MAX 478ACP [108]
Prąd polaryzacji wejścia I_p (nA)	typ. max.	5 8	4 20	0,001 0,010	0,0001 0,020	4 15	3 6
Wejściowy prąd niezrównoważenia I_n (nA)	typ. max.	0,1 0,8	0,1 2	0,001 0,010	0,00001 0,010	0,4 3	0,05 0,35
Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_n (μ V)	typ. max.	50 225	50 250	60 125	900 5000	50 150	30 70
Rezystancja dla napięcia wspólnego R_{cw} (G Ω)	typ.	12	1	$10 \cdot 10^3$	$10 \cdot 10^3$	20	12
Rezystancja wejściowa R_{we} (M Ω)	typ.	13	10	$10 \cdot 10^6$	brak inf.	30	2000
Wzmocnienie napięciowe k_U (V/V)	typ. min.	$2 \cdot 10^6$ $0,2 \cdot 10^6$	$1 \cdot 10^6$ $0,1 \cdot 10^6$	$0,56 \cdot 10^6$ $0,03 \cdot 10^6$	$0,5 \cdot 10^6$ $0,2 \cdot 10^6$	$1,2 \cdot 10^6$ $0,2 \cdot 10^6$	$0,70 \cdot 10^6$ $0,08 \cdot 10^6$
Współczynnik tłum. napięcia wspólnego $WTNW \log$ (dB)	typ. min.	110 84	106 80	90 80	85 70	130 90	103 93
Współczynnik tłum. zmian napięcia zasilania $WTNZ \log$ (dB)	typ. min.	103 90	110 90	92 80	60 50	120 104	104 94
Dryft temperaturowy nap. niezrównoważenia δU_{IT} (μ V/ $^{\circ}$ C)	typ. max.	1 4	0,4 brak inf.	1,5 brak inf.	2 brak inf.	0,3 2,5	0,5 2,2
Dryft długoterminowy nap. niezrównoważenia δU_m (μ V/720 h)	typ.	brak inf.	brak inf.	brak inf.	brak inf.	brak inf.	0,5
Napięcia zasilania (V) podwójne $\pm U_z$ lub unipolarne U_z	min. typ. max.	3 5, ± 15 44	2,7 ± 15 36	2,3 5 5,5	2,5 2,7, 5, 10 11	$\pm 1,5$ ± 15 36	2,2 3, 5, ± 15 ± 22
Pobór prądu zasilania I_z (μ A)	typ. max.	42 55	25 36	20 32	20 60	14 20	14 21
Szybkość narastania sygnału wyjściowego SR (V/ μ s)	typ. min.	0,070 0,035	0,01 brak inf.	0,03 brak inf.	0,03 0,015	0,012 0,005	0,025 0,013
Pasmo tłumienia 3 dB (Hz), GB (3 dB)	typ.	brak inf.	0,02	brak inf.	20	brak inf.	0,1
Pasmo wzmocnienia jednostkowego (MHz) ($k_U \geq 1$ V/V) GBWP	typ. min.	0,200 0,110	0,035 brak inf.	0,100 brak inf.	0,050 0,040	0,020 brak inf.	0,060 brak inf.

Wzmacniacze mikromocowe charakteryzują się bardzo małymi typowymi wartościami prądu polaryzacji wejścia od 0,1 pA do 5 nA. Producenci tych wzmacniaczy przeważnie nie deklarują wartości dryftu temperaturowego prądu polaryzacji.

Współczesne wzmacniacze mikromocowe są przeważnie przystosowane do pracy przy pojedynczych (unipolarnych) bardzo niskich napięciach zasilania począwszy od 2,2 V, aż do 44 V, a niektóre przy podwójnych napięciach od $\pm 1,5$ V do ± 22 V. Charakteryzują te wzmacniacze bardzo małe typowe wartości prądów zasilania, od 14 μ A do 42 μ A (tab. 3.3), co oznacza w skrajnym przypadku przy napięciu zasilania 2,2 V i przy prądzie 14 μ A bardzo mały pobór mocy ok. 30 μ W.

Wzmacniacze mikromocowe charakteryzują małe typowe szybkości narastania sygnału wyjściowego od $0,01 \text{ V}/\mu\text{s}$ do $0,07 \text{ V}/\mu\text{s}$ oraz niskie pasmo tłumienia 3 dB od 0 (napięcia stałe) do 0,02 Hz lub do 20 Hz (tab. 3.3).

Pasmo wzmocnienia jednostkowego, które wykorzystywane może być tylko przy bardzo małych amplitudach wyjściowych sygnałów sinusoidalnych (rzędu pojedynczych mikrowoltów) dla wzmacniaczy mikromocowych (tab. 3.3) zawarte jest w granicach od 0,02 MHz do 0,2 MHz.

3.2.5. Wzmacniacze elektrometryczne

Do grupy wzmacniaczy elektrometrycznych zaliczane są wzmacniacze monolityczne o bardzo małych wartościach prądu polaryzacji wejść sterujących. Wzmacniacze te są stosowane do wzmacniania sygnałów z czułych czujników fotoelektrycznych, służą jako wzmacniacze pomiarowe o wielkiej rezystancji wejściowej, są stosowane do integratorów analogowych o długich czasach całkowania, a także do układów pomiarowych pola elektrycznego i pomiarów stężenia jonów wodorowych pH.

Korzystając z literatury [70] (tab. 3.4) podano przegląd parametrów najlepszych wzmacniaczy elektrometrycznych produkcji kilku znanych firm światowych. Przegląd ten obejmuje wzmacniacze: LTC1150 [86] Linear Technology, LMC6001 [134] National Semiconductor, OPA129 [27] Burr-Brown produkcji Texas Instruments, AD8616 [19] Analog Devices, MAX406A [105] MAXIM, OPA320 [160] Texas Instruments.

Wzmacniacze elektrometryczne charakteryzują się bardzo małymi typowymi wartościami prądu polaryzacji wejścia od $0,025 \text{ pA}$ do 1 pA . Producenci tych wzmacniaczy nie deklarują wartości dryftu temperaturowego prądu polaryzacji.

Wzmacniacze elektrometryczne charakteryzują się bardzo dużymi wartościami typowych rezystancji dla napięcia wspólnego w przedziale od $10^{11} \Omega$ do $10^{15} \Omega$. Rezystancja wejściowa dla wejścia różnicowego dla wzmacniaczy jest bardzo rzadko podawana. Wzmacniacze te charakteryzują się niezbyt małymi typowymi wartościami wejściowego napięcia niezrównoważenia w przedziale od $0,5 \mu\text{V}$ do $500 \mu\text{V}$. Wzmacniacze te charakteryzuje duża wartość typowa współczynnika wzmocnienia napięciowego, zawarta w przedziale od 10^6 V/V do 10^8 V/V .

Dryfty temperaturowe napięcia niezrównoważenia, typowe dla wzmacniaczy elektrometrycznych zawarte są w szerokim przedziale od $0,01 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ do $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Wzmacniacze elektrometryczne na ogół nie mają deklarowanych dryftów długoterminowych napięcia niezrównoważenia ani dryftów temperaturowych prądu polaryzacji i prądu niezrównoważenia. Wyjątkowo ten parametr dryftu długoterminowego (tab. 3.4) jest podany dla wzmacniacza LTC1150M, gdyż jest to wzmacniacz stosujący technikę minimalizacji napięcia niezrównoważenia i dlatego jest też zaliczany do wzmacniaczy precyzyjnych.

Wzmacniacze elektrometryczne zazwyczaj charakteryzują się małymi prądami i napięciami zasilania, co obniża znacznie nagrzewanie własne. Niektóre z nich mają znacznie podwyższone nominalne wartości rezystancji obciążenia (od $10 \text{ k}\Omega$ do $1 \text{ M}\Omega$), co też ogranicza nagrzewanie, więc mogą one być stosowane jako wzmacniacze wstępne umieszczane konstrukcyjnie tuż przy czujnikach, np. czujnikach stężenia jonów wodorowych pH [105].

Tab. 3.4. Parametry wzmacniaczy elektrometrycznych

A	B	C	D	E	F	G	H
Producent		Linear Technology	National Semiconductor	Burr-Brown Texas Instruments	Analog Devices	MAXIM	Texas Instruments
Typ wzmacniacza		LTC1150C [86]	LMC6001AI [134]	OPA129 [27]	AD8616 [19]	MAX406A [105]	OPA320 [160]
Prąd polaryzacji wejścia I_p (pA)	dla U_z typ. maks dla U_z typ. maks	± 15 V ± 10 ± 100 ± 5 V ± 5 ± 30	± 5 V $\pm 0,025$ ± 2	± 15 V $\pm 0,03$ ⁴⁾ $\pm 0,10$	2,7 V $\pm 0,2$ ± 1 5 V $\pm 0,2$ ± 1	$\pm 2,5$ V $\pm 0,1$ ± 10	$\pm 2,75$ V $\pm 0,2$ $\pm 0,9$ $\pm 0,9$ V $\pm 0,2$ $\pm 0,9$
Wejściowy prąd niezrównoważenia I_n (pA)	dla U_z typ. maks.	± 15 V ± 20 ± 200	5 V $\pm 0,005$ ± 1	± 15 V $\pm 0,03$ brak inf.	2,7 V, 5 V $\pm 0,1$ $\pm 0,5$	brak inf.	$\pm 2,75$ V $\pm 0,2$ $\pm 0,9$
Wejściowe napięcie niezrównoważenia U_n (μ V)	dla U_z typ. maks.	± 15 V $\pm 0,5$ ± 10	5 V ± 350 ± 1000	± 15 V ± 500 ± 2000	2,7 V, 5 V ± 80 ± 500	$\pm 2,5$ V ± 250 ⁵⁾ ± 500 ⁵⁾	$\pm 2,75$ V ± 40 ± 150
Rezystancja dla napięcia wspólnego R_{cw} (G Ω)	typ.	200 ¹⁾	1000	$1 \cdot 10^6$	5000 ¹⁾	10 000 ¹⁾	5000 ¹⁾
Rezystancja wejściowa R_{we} (G Ω)	typ.	brak inf.	brak inf.	$1 \cdot 10^4$	brak inf.	brak inf.	brak inf.
Wzmocnienie napięciowe k_U (V/V)	typ. min.	1000 10^6 0,5- 10^6	brak inf. 0,4- 10^6	$1 \cdot 10^6$ 0,05- 10^6	$1,5 \cdot 10^6$ 0,105- 10^6 $U_z = 5$ V	$1 \cdot 10^6$ 0,2- 10^6 $R_L = 1$ M Ω	$4 \cdot 10^6$ 0,5- 10^6 $R_L = 10$ k Ω
Współczynnik tłum. napięcia wspólnego $WTNW \log$ (dB)	typ. min.	130 110	brak inf. 75	118 80	100 80	80 70	114 100
Współczynnik tłum. zmian napięcia zasilania $WTNZ \log$ (dB)	typ. min.	145 120	brak inf. 73	110 80	90 70	86 brak inf.	106 94
Dryft temperaturowy nap. niezrównoważenia δU_{nt} (μ V/ $^{\circ}$ C)	typ. max.	$\pm 0,01$ $\pm 0,05$	± 10 brak inf.	± 3 ± 10	$\pm 1,5$ ± 7	± 2 ± 10	$\pm 1,5$ ± 5
Dryft długoterminowy nap. niezrównoważenia δU_m (μ V/720 h)	typ.	$\pm 0,05$ μ V / $\sqrt{720h}$	brak inf.	brak inf.	brak inf.	brak inf.	brak inf.
Rezystancja obciążenia R_L wyjścia wart. Nominalna (k Ω)		10	2	2	2	1000	10
Napięcia zasilania (V) podwójne $\pm U_z$ lub unipolarne U_z	min. typ. max.	$\pm 2,4$, 4,8 ± 15 , 5 ± 16 , 32	4,5 ± 5 , 5, 15 16	± 5 ± 15 ± 18	2,7 2,7, 5 5,5	2,5 $\pm 2,5 \pm 5$ ⁶⁾ 10 ⁶⁾	$\pm 0,9$, 1,8 $\pm 2,75$, 5,5 6
Pobór prądu zasilania I_z (μ A)	typ. max.	800 1500	brak inf. 850	1200 1800	1700 2000	1 2	1450 1600
Szybkość narastania sygnału wyjściowego SR (V/ms)	typ. min.	3000 brak inf.	800 600	2500 1000	12000 brak inf.	5 3	10 000 brak inf.
Pasma tłumienia 3 dB (Hz), GB (3 dB)	typ.	pasmo ampl. 10 V 50 kHz ²⁾	0,1 Hz	pasmo ampl. 10 V 47 kHz ²⁾	pasmo ampl. 2,3 V 1 MHz ³⁾	brak inf.	4 Hz
Pasma wzmocnienia jednostkowego (kHz) ($k_U \geq 1$ V/V) GBWP	typ. min.	2500 brak inf.	1300 brak inf.	1000 brak inf.	24 000 brak inf.	8 4	20 000 brak inf.

Uwagi do tabeli 3.4.

¹⁾ Z braku informacji o parametrze wzmacniacza, podano wartość rezystancji przybliżoną, wyliczoną jako rezystancję statyczną dla napięcia wspólnego równego 1 V i dla wartości prądu polaryzacji wejścia I_p danego wzmacniacza.

- 2) Częstotliwościowe pasmo przenoszenia bez zniekształceń napięcia sinusoidalnego o amplitudzie 10 V, wg charakterystyki podanej przez producenta wzmacniacza.
- 3) Częstotliwościowe pasmo przenoszenia bez zniekształceń napięcia sinusoidalnego o amplitudzie 2,3 V, wg charakterystyki podanej przez producenta wzmacniacza.
- 4) Prąd polaryzacji wejścia I_p wzrasta około dwukrotnie przy wzroście temperatury o 10 °C.
- 5) Jest możliwość zerowania wejściowego napięcia niezrównoważenia U_n potencjometrem sterowniowym 100 kΩ dołączonym do odpowiednich końcówek układu scalonego.
- 6) Dla układu MAX406A nie zaleca się stosować wyższego od 7 V sumarycznego napięcia zasilania (od U_z^- do U_z^+), w celu zachowania najlepszych parametrów wzmacniacza.

Współczesne wzmacniacze elektrometryczne są przeważnie przystosowane do pracy przy pojedynczych (unipolarnych) bardzo niskich napięciach zasilania począwszy od 1,8 V, aż do 36 V, a niektóre przy podwójnych napięciach od $\pm 0,9$ V do ± 18 V. Przy zasilaniu wzmacniacza pojedynczym napięciem, sygnał wyjściowy odbierany jest względem połowy napięcia zasilania, formowanej na odpowiednim dzielniku rezystancyjnym, lub odbierany jest względem innego napięcia odniesienia.

Wzmacniacze te mają małe lub średnie wartości typowych prądów zasilania od 1 μ A do 1,7 mA (tab. 3.4), co oznacza w skrajnym przypadku, przy napięciu zasilania $\pm 0,9$ V i przy prądzie 1,6 mA, mały pobór mocy ok. 3 mW.

Wzmacniacze elektrometryczne charakteryzują różne typowe szybkości narastania sygnału wyjściowego od 5 V/ms do 12 V/ μ s oraz szerokie pasmo wzmocnienia jednostkowego od 0 (napięcia stałe) do 8 kHz lub do 24 MHz (tab. 3.4).

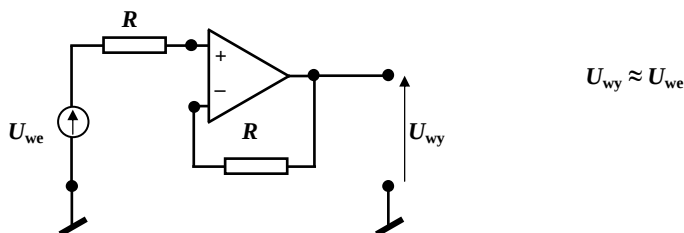
Nieliczne ze wzmacniaczy elektrometrycznych, np. OPA320, mają sterowanie sygnałem logicznym funkcją odcięcia obniżającym pobór prądu zasilania w stanie odcięcia do bardzo małej wartości, np. 0,1 μ A. Są więc przystosowane do pracy w urządzeniach pomiarowych zasilanych bateryjnie, samoczynnie wyłączających się, lub przełączających się w stan czuwania.

3.2.6. Układy przetworników sygnałów napięcia i prądu na sygnał napięcia

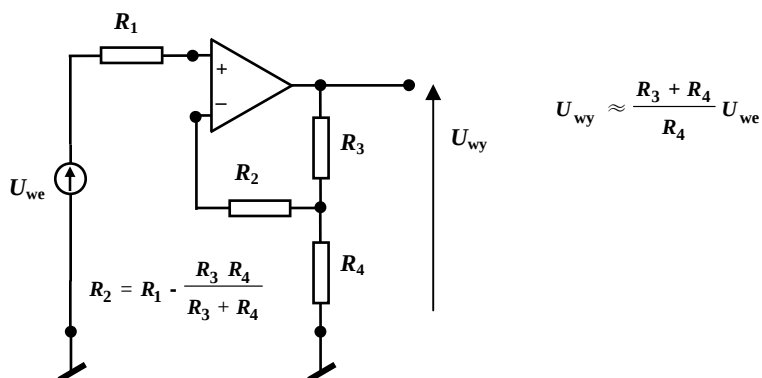
Symulatory rezystancji i konduktancji wykorzystują wzmacniacze sygnałów ciągłych i przetworniki sygnałów napięciowych i prądowych na sygnał napięciowy.

Schematy i równania opisujące charakterystyki wybranych wzmacniaczy oraz przetworników sygnałów napięcia i prądu na sygnał napięcia przedstawiono na kolejnych rysunkach od rys. 3.5 do rys. 3.11, korzystając z publikacji [70].

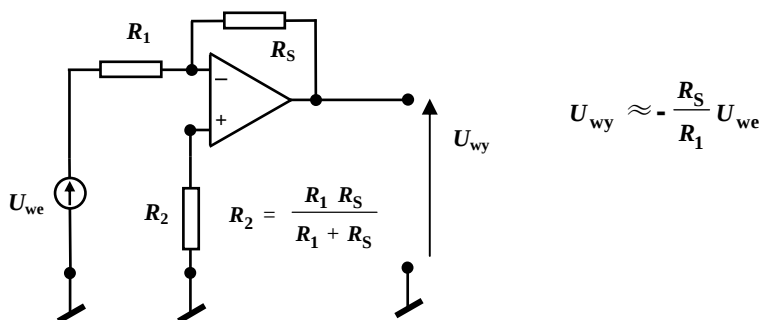
Przytoczone schematy są powszechnie znane. Dokładne opisy charakterystyk, które uwzględniają parametry wzmacniaczy układów podanych na schematach od rys. 3.5 do rys. 3.11 zawiera publikacja [80].



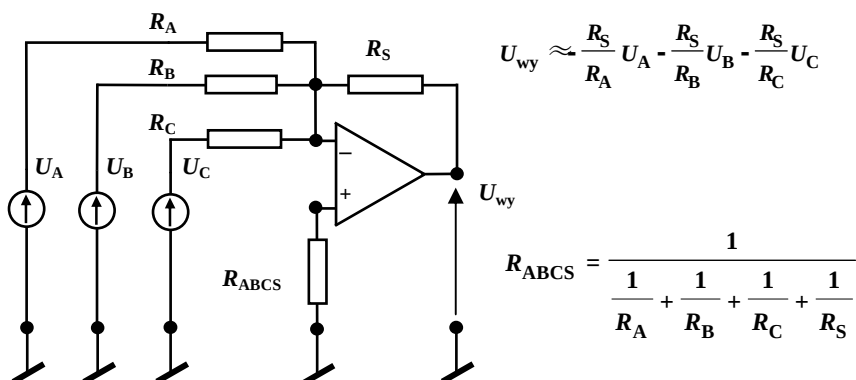
Rys. 3.5. Wtórnik napięcia



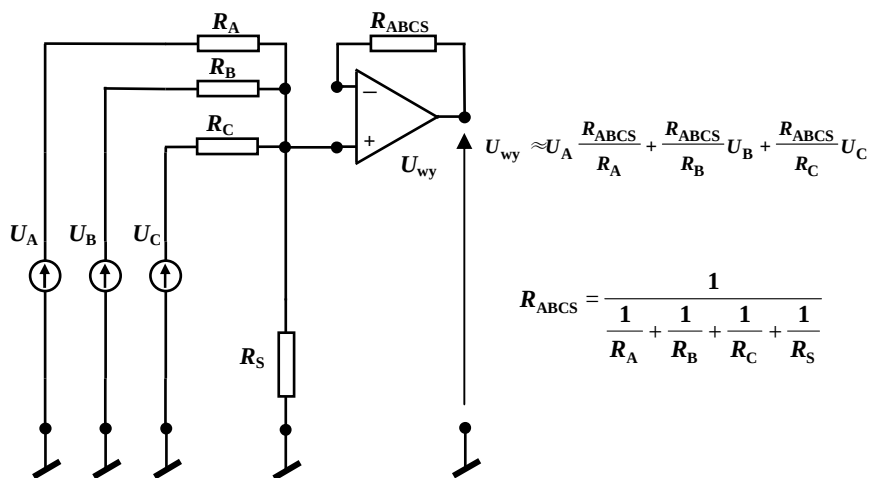
Rys. 3.6. Układ wzmacniacza nieodwracającego



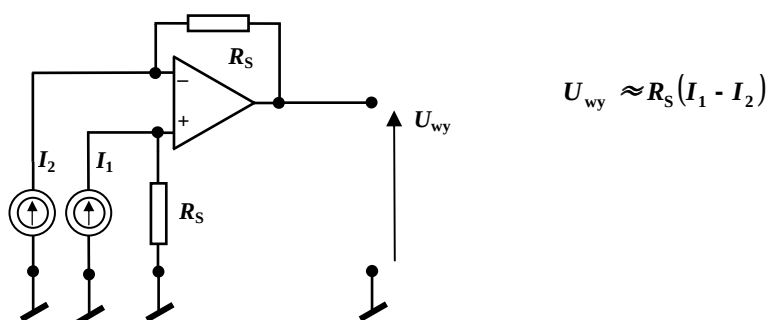
Rys. 3.7. Układ wzmacniacza odwracającego



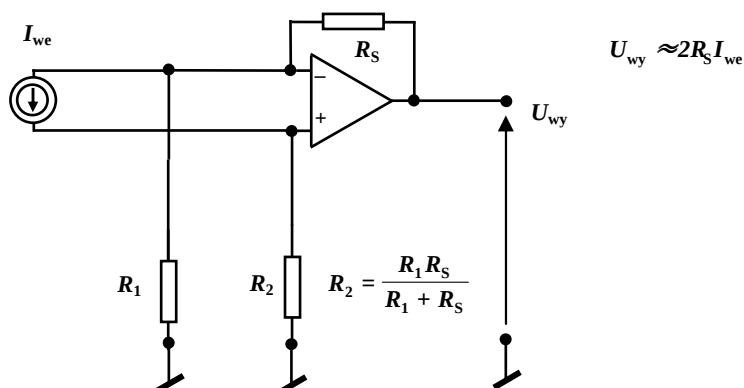
Rys. 3.8. Układ wzmacniacza sumującego odwracającego



Rys. 3.9. Układ wzmacniacza sumującego nieodwracającego



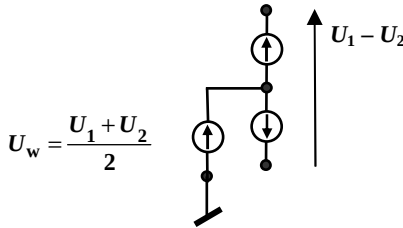
Rys. 3.10. Przetwornik prąd-napięcie



Rys. 3.11. Przetwornik prąd-napięcie

3.2.7. Układy wzmacniaczy różnicowych sygnałów napięciowych

Wzmacniacze różnicowe sygnałów napięciowych służą do wzmacniania różnicy dwóch napięć, przy czym nie przenoszą na wyjście (charakteryzują się silnym tłumieniem) napięcia wejściowego, wspólnego dla obu wejść U_w , rozumianego jako średnia wartość napięć wejściowych odniesionych do wspólnego punktu sygnałowego. Schemat źródła napięć różnicowych $U_1 - U_2$ i napięcia wspólnego U_w zakłócającego pokazano na rys. 3.12.



Rys. 3.12. Schemat źródła napięć różnicowych przy obecności napięcia wspólnego U_w

Wzmacniaczom różnicowym stawia się zazwyczaj dwa główne wymagania: duża rezystancja wejściowa oraz duże tłumienie sygnału wspólnego. Prosty układ wzmacniacza różnicowego sygnałów napięciowych wykorzystujący jeden wzmacniacz podano na rys. 3.13.

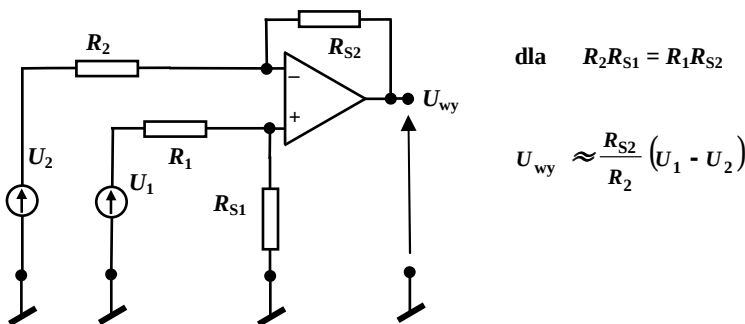
Napięcie wyjściowe tego wzmacniacza opisuje w przybliżeniu wzór:

$$U_{wy} \approx \frac{R_{S2}}{R_2} \frac{R_{S1}}{R_{S2}} \frac{R_2 + R_{S2}}{R_1 + R_{S1}} U_1 - \frac{R_{S2}}{R_2} U_2. \quad (3.37)$$

Wystarczy spełnienie następującego warunku:

$$\frac{R_{S1}}{R_{S2}} \frac{R_2 + R_{S2}}{R_1 + R_{S1}} = 1, \text{ który sprowadza się do warunku } \frac{R_{S1}}{R_1} = \frac{R_{S2}}{R_2}, \quad (3.38)$$

aby dwa pierwsze składniki wzoru (3.37) miały jednakowy mnożnik przed wyrażeniami U_1 oraz U_2 , tak jak to podano na rys. 3.13.

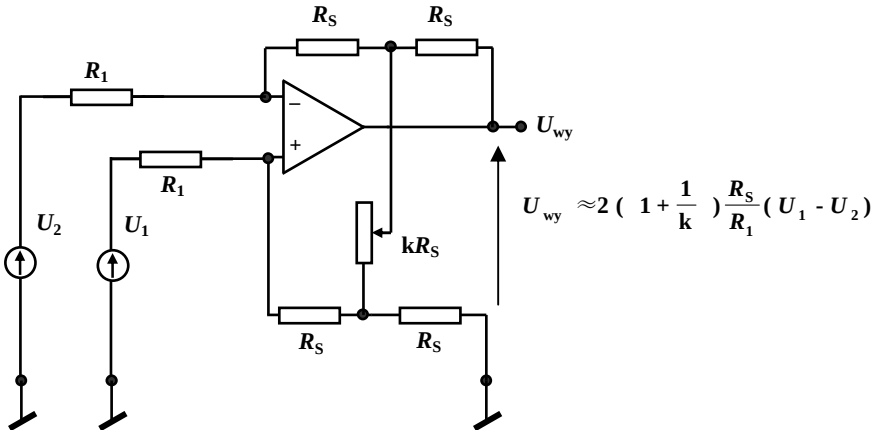


Rys. 3.13. Prosty wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych

W celu zminimalizowania błędów przetwarzania sygnałów zazwyczaj przyjmuje się pełną symetrię rezystancji $R_1 = R_2$ oraz $R_{S1} = R_{S2}$.

W celu zapewnienia dużego tłumienia napięcia wspólnego należy stosować rezystory bardzo dokładne, spełniające warunek opisany równaniem (3.38). Rezystancje wejściowe układu dla poszczególnych wejść są zbliżone do wartości R_1 oraz R_2 , tak więc wadą opisywanego wzmacniacza różnicowego są niezbyt duże rezystancje wejściowe. Wartość wzmocnienia wzmacniacza zależy od ilorazów dwóch par rezystancji, określonych wzorem (3.38). Tak więc zmiana wzmocnienia wymaga jednocześnie zmiany ilorazu dwóch par rezystancji.

Na rys. 3.14 podano schemat zmodyfikowanego układu wzmacniacza różnicowego, w którym wzmocnienie może być nastawiane za pomocą zmiany wartości jednego nastawnego rezystora (potencjometru) kR_S , co eliminuje wadę układu poprzedniego. Zmiany wartości tej rezystancji nie wpływają na tłumienie sygnału wspólnego. Wzmocnienie wzmacniacza różnicowego jest funkcją odwrotną nastawy na potencjometrze kR_S , toteż zależność współczynnika wzmocnienia od współczynnika nastawy k jest nieliniowa.

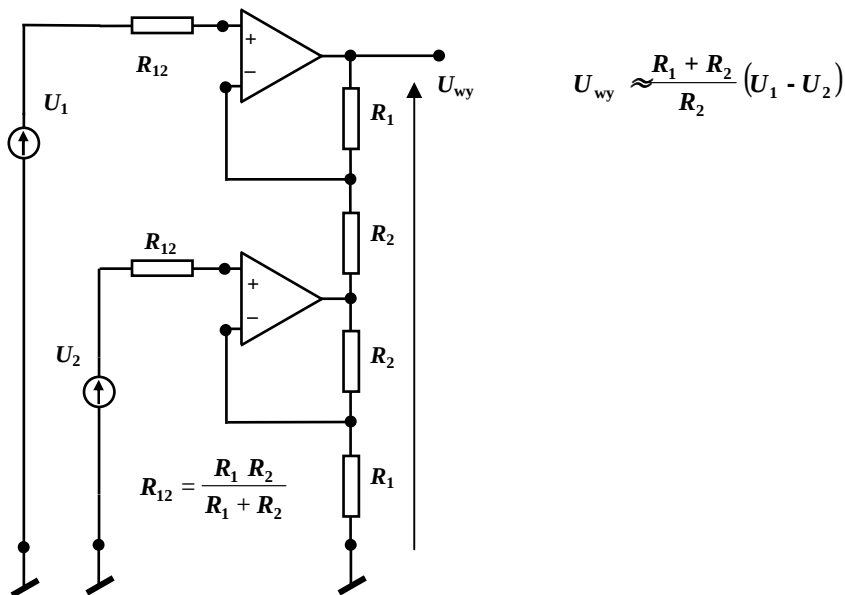


Rys. 3.14. Wzmacniacz różnicowy sygnałów napięciowych o nastawianym wzmocnieniu

Rozpowszechniony jest układ wzmacniacza różnicowego wykorzystującego dwa wzmacniacze w układach nieodwracających, czasami zwany wzmacniaczem w układzie potencjometrycznym lub układem mostka dynamicznego. Schemat tego wzmacniacza podano na rys. 3.15.

Układ wymaga dobieranych parami rezystorów R_1 oraz R_2 o jednakowych wartościach w celu uzyskania dużej wartości współczynnika tłumienia sygnału wspólnego. Podstawową zaletą układu jest to, że dzięki układom nieodwracającym obydwu wzmacniaczy, rezystancja wejściowa dla obydwu wejść jest bardzo duża. W celu zminimalizowania błędów przetwarzania sygnałów wynikających z dryftów wzmacniaczy podano schemat z odpowiednimi rezystorami R_{12} połączonymi szeregowo do wejść układu wzmacniacza różnicowego. Rezystory te powinny mieć wartości wyliczone według wzoru podanego na schemacie w celu zminimalizowania

błędów wzmacniacza różnicowego od wpływu wejściowych prądów polaryzacji wzmacniaczy monolitycznych.



Rys. 3.15. Wzmacniacz różnicowy o bardzo dużej rezystancji wejściowej

Dokładne opisy charakterystyk uwzględniające parametry wzmacniaczy układów podanych na schematach rys. 3.13, rys. 3.14 oraz rys. 3.15 zawiera publikacja [80].

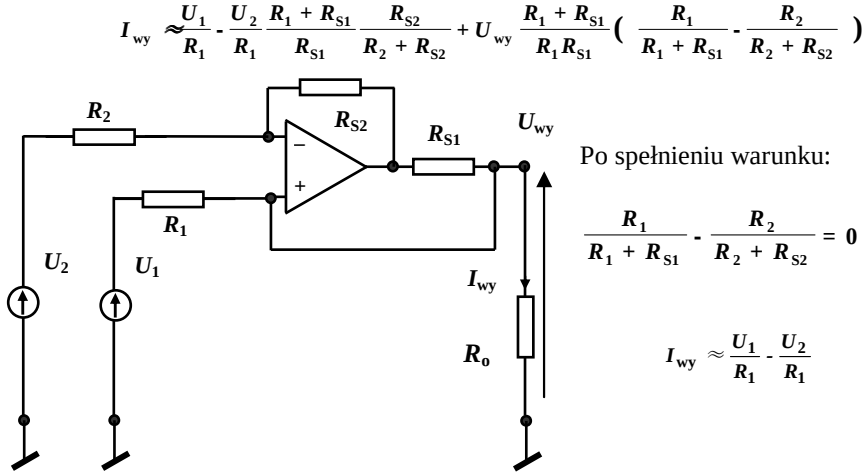
3.2.8. Układy przetworników sygnałów napięciowych na sygnał prądowy

Niektóre współczesne urządzenia automatyki i pomiarów stosują sygnały prądowe jako sygnały przesyłowe, stąd wynika szerokie stosowanie przetworników napięciowo-prądowych. Rozpowszechnienie układów o wspólnym punkcie sygnałowym i wspólnym punkcie zasilania stało się powodem wymagania od przetworników napięciowo-prądowych wspólnego punktu wyjścia przetwornika ze wspólnym punktem sygnałowym. Opisane w literaturze [54, 63], proste w realizacji układy przetworników napięcie-prąd z tak zwanym „pływającym obciążeniem”, które nie może być łączone do wspólnego punktu sygnałowego, są obecnie rzadko stosowane.

Na rys. 3.16 został podany schemat przetwornika napięcie-prąd wykorzystującego pojedynczy wzmacniacz oraz wzór opisujący zależność prądu wyjściowego od sygnałów wejściowych, od napięcia wyjściowego na obciążeniu i od wartości rezystancji w układzie.

Łatwo zauważyć, że dla zapewnienia niezależności prądu wyjściowego od napięcia na obciążeniu powinien zostać spełniony warunek zerowej wartości współczynnika, przez który mnożone jest wyrażenie napięcia na obciążeniu. Spełnienie

tego warunku powoduje, że wyjście układu zachowuje właściwości idealnego źródła prądowego, a prąd wyjściowy jest proporcjonalny do różnicy napięć wejściowych.



Rys. 3.16. Przetwornik napięcie-prąd na jednym wzmacniaczu

Konduktancję wyjściową układu (stanowiącą odwrotność rezystancji wyjściowej) można wyznaczyć jako pochodną prądu wyjściowego względem napięcia wyjściowego:

$$G_{wy} = \frac{dI_{wy}}{dU_{wy}} \approx \frac{R_1 + R_{S1}}{R_1 R_{S1}} \left(\frac{R_1}{R_1 + R_{S1}} - \frac{R_2}{R_2 + R_{S2}} \right) = \frac{R_{S2}}{R_{S1} R_2 \left(1 + \frac{R_{S2}}{R_2} \right)} \delta, \quad (3.39)$$

gdzie:

$$\delta = \left(1 - \frac{R_2 R_{S1}}{R_1 R_{S2}} \right). \quad (3.40)$$

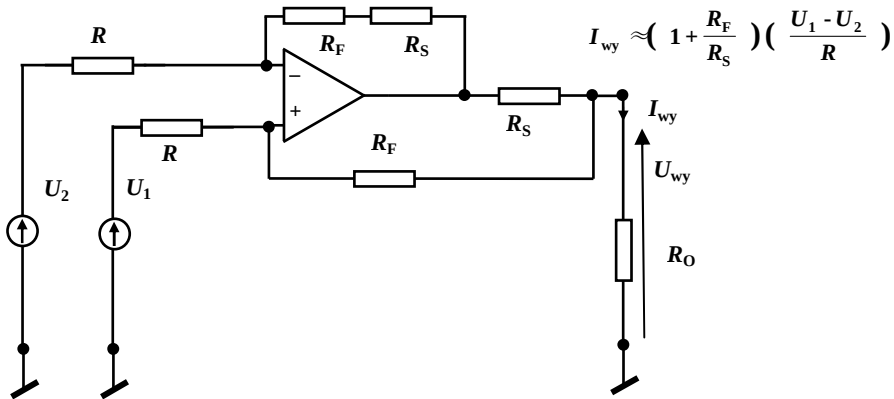
Symbolem δ oznaczono błąd spełnienia warunku niezależności prądu wyjściowego od napięcia wyjściowego.

Można wyprowadzić wzór uproszczony, przy: $R_{S1}=R_{S2}$ oraz $R_{S2} \ll R_2$ (3.41)

$$R_{wy} = \frac{1}{G_{wy}} \approx \frac{R_2}{\delta}. \quad (3.42)$$

I tak na przykład, dla błędu spełnienia warunku niezależności prądu wyjściowego od napięcia wyjściowego $\delta = 0,001$ rezystancja wyjściowa układu jest 1000-krotnie większa od wartości rezystancji R_2 .

Na rys. 3.17 podano schemat odmiany przetwornika napięcie-prąd na jednym wzmacniaczu.



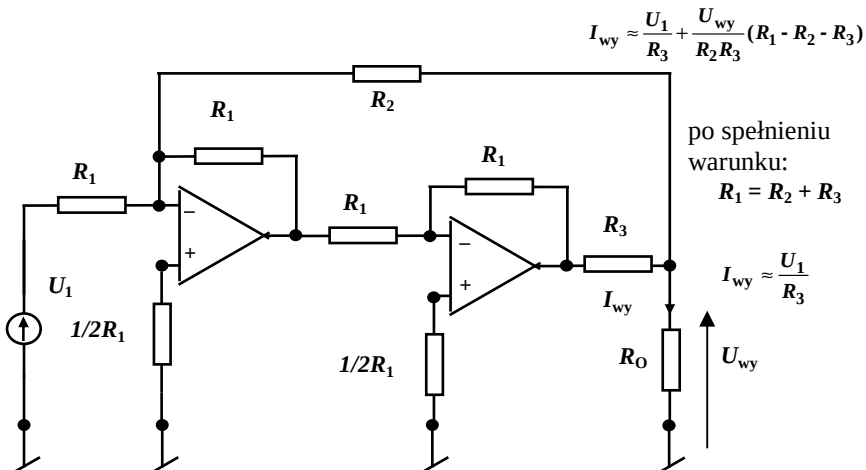
Rys. 3.17. Przetwornik napięcie-prąd

Układ ten wymaga stosowania dwu par rezystorów R_S oraz R_F o odpowiednio tych samych wartościach. Układ zapewnia wzmocnienie prądowe o wartości:

$$\frac{I_{wy}}{\frac{U_1 - U_2}{R}} = 1 + \frac{R_F}{R_S}. \quad (3.43)$$

W układzie tym spełniony jest warunek jednakowych wartości rezystancji widzianych z obu wejść różnicowych wzmacniacza, co zapewnia minimalizację błędów przetwarzania sygnałów.

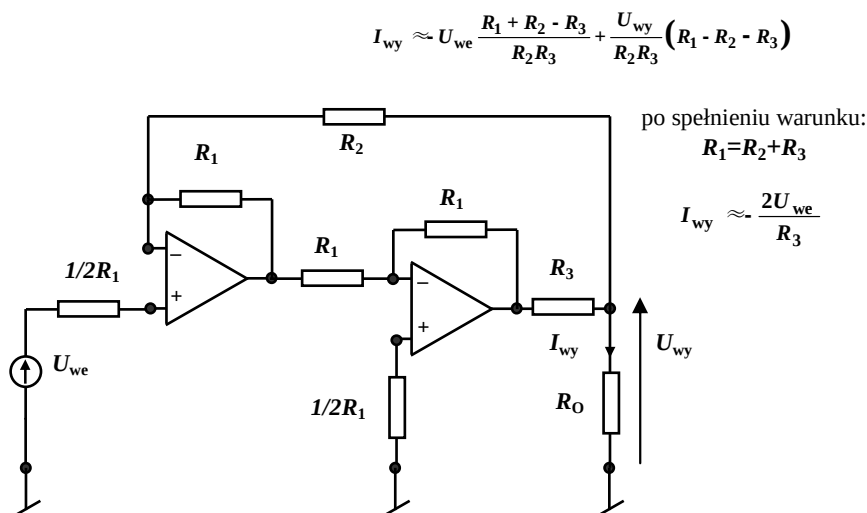
Omawiane układy podane na rys. 3.16 oraz na rys. 3.17 charakteryzuje obecność dwu sprzężeń zwrotnych – dodatniego oraz ujemnego, co bywa przyczyną niestabilnej pracy (wzbudzenia, generacja drgań) dla znacznych indukcyjnych lub pojemnościowych obciążeń.



Rys. 3.18. Układ przetwornika napięcie-prąd stosujący dwa wzmacniacze

Dlatego stosowane są układy przetworników napięcie-prąd wykorzystujące dwa wzmacniacze, w których łatwiej zapewnić stabilną pracę. Na rys. 3.18 podany został schemat przetwornika napięcie-prąd [53] wykorzystujący dwa wzmacniacze monolityczne. Obecność rezystora R_2 zapewnia takie sterowanie wyjścia wzmacniacza, że prąd wyjściowy staje się niezależny od napięcia na wyjściu, przy spełnionym warunku $R_1 = R_2 + R_3$. Wyjście układu ma więc charakter źródła prądowego. Rezystancja wejściowa układu jest równa R_1 .

Układ podany na rys. 3.19 [53], wykorzystujący też dwa wzmacniacze monolityczne, zapewnia dodatkowo bardzo dużą rezystancję wejściową, gdyż stosuje na wyjściu układ wzmacniacza nieodwracającego.



Rys. 3.19. Układ odwracający przetwornika napięcie-prąd o dużej rezystancji wejściowej

Podobnie jak i w poprzednim układzie rezystor R_2 zapewnia takie sterowanie wyjścia wzmacniacza, że prąd wyjściowy staje się niezależny od napięcia na wyjściu przy spełnionym warunku $R_1 = R_2 + R_3$, więc wyjście układu ma charakter źródła prądowego o przybliżonej charakterystyce opisanej wzorem podanym na rys. 3.19. Układ charakteryzuje inwersja prądowego sygnału wyjściowego względem napięciowego sygnału wejściowego. Rezystancja układu jest bardzo duża i praktycznie dorównuje wartości rezystancji wejściowej wzmacniacza monolitycznego dla sygnału wspólnego.

3.3. Sygnały wejściowe cyfrowe symulatorów immitancji

3.3.1. Mikrosystemy i interfejsy cyfrowe

Mikroprocesorowe układy elektroniczne współpracujące ze sobą są nazywane mikrosystemami rozproszonymi [38, 75]. Komunikacja między składnikami mikrosystemu lub między kilkoma mikrosystemami odbywa się za pomocą magistral równoległych, zwanych interfejsami równoległymi, lub za pomocą interfejsów szerego-

wych. System interfejsu [135] stanowi odpowiedni zbiór elementów mechanicznych, elektrycznych i funkcjonalnych koniecznych w procesie wymiany informacji między składnikami mikrosystemu lub między mikrosystemami. Do takiego zbioru należą kable, złącza, nadajniki i odbiorniki linii oraz funkcje interfejsowe z ich opisem logicznym, nazwami linii sygnałowych, z opisem zależności czasowych oraz z opisem zasad sterowania.

Ważnym składnikiem mikrosystemu jest mikrokontroler nadzorujący współpracę kilku układów wchodzących w skład mikrosystemu. Mikrokontroler jest nazywany elementem sterującym MASTER w danym mikrosystemie, a elementy sterowane komunikujące się z mikrokontrolerem MASTER nazywa się elementami SLAVE. Element sterujący MASTER wyposażony jest w wewnętrzne układy generowania i czytania sygnałów cyfrowych zwane portem, który zawiera zaciski linii wejścia i wyjścia układu MASTER.

Element MASTER może być wyposażony w port równoległy. Port równoległy zawiera grupy po 8 linii, może więc transmitować dane zazwyczaj podzielone na bajty (zawierające słowa cyfrowe ośmiobitowe). Takie połączenie linii portu elementu MASTER z odpowiednimi zaciskami elementów SLAVE stanowi interfejs równoległy mikrosystemu. Przy interfejsie równoległym generowanie lub czytanie sygnału na wszystkich liniach odbywa się synchronicznie w tej samej chwili czasowej. Przy interfejsie równoległym transmitowane słowa cyfrowe danych nie muszą zawierać pełnej liczby bajtów, mogą być krótsze, co zmniejsza zazwyczaj dużą liczbę linii sygnałowych interfejsu równoległego.

Element MASTER może być wyposażony w port szeregowy, odpowiednio generujący sygnały wyjściowe do elementów SLAVE oraz czytający sygnały przychodzące z elementów SLAVE. Połączenie odpowiednich linii portu szeregowego elementów MASTER z zaciskami elementów SLAVE stanowi interfejs szeregowy mikrosystemu. W interfejsie szeregowym generowane sygnały oraz czytane sygnały cyfrowe są odpowiednio rozłożone w czasie w słowach cyfrowych podzielonych na kolejne bajty. Czytanie wartości kolejnych bitów sygnału odbywa się w chwilach wyznaczonych przez odpowiedni sygnał taktujący, lub w chwilach ze ściśle określoną częstotliwością po otrzymaniu sygnału rozkazu startu czytania.

Spośród różnych elementów składowych mikrosystemów istotną rolę jako elementy typu SLAVE spełniają przetworniki cyfrowo-analogowe. Łączone są one z elementem sterującym MASTER za pośrednictwem interfejsów szeregowych lub równoległych przekazujących sygnały cyfrowe. Jest sprawą oczywistą, że element MASTER musi zawierać odpowiedni program zapewniający obsługę tych interfejsów.

Układy przetworników cyfrowo-analogowych służą do przekształcania sygnału cyfrowego wejściowego na równoważny sygnał analogowy wyjściowy [75].

Sygnał wejściowy przetwornika koduje liczbę N_{we} , a analogowy sygnał wyjściowy przedstawia tę liczbę w postaci analogowej:

$$X_{wy} = N_{we} Q, \quad (3.44)$$

gdzie: Q – kwant analogowego sygnału wyjściowego.

Sygnały cyfrowe na wejściu przetwornika cyfrowo-analogowego przeważnie są sygnałami szeregowymi, a rzadziej równoległymi. Sygnały szeregowo z reguły są

w układzie przetwornika przetwarzane na wewnętrzne sygnały równoległe konieczne dla sterowania układem wyjścia analogowego tego przetwornika.

Tak więc, jako sygnały wewnętrzne przetwornika stosuje się sygnały równoległe w różnych odmianach kodu dwójkowego. Równanie opisujące charakterystykę przetwarzania przetwornika musi uwzględniać zastosowany kod sygnału wejściowego. Przykładowe równanie opisujące charakterystykę przetwornika przy zastosowaniu kodu ułamkowego naturalnego dwójkowego zwyczajowo opisywane jest wzorem:

$$X_{wy} = X_{max} (b_{n-1} 2^{-1} + b_{n-2} 2^{-2} + \dots + b_0 2^{-n}), \quad (3.45)$$

gdzie: X_{max} – pełny zakres sygnału wyjściowego przetwornika,

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

Współczynnik b_{n-1} określa stan najbardziej znaczącego bitu MSB (ang. *most significant bit*), a współczynnik b_0 określa stan najmniej znaczącego bitu LSB (ang. *least significant bit*). Zestaw wszystkich współczynników od b_{n-1} do b_0 nazywa się krótko bitami danego sygnału cyfrowego. Liczba tych współczynników charakteryzuje rozdzielczość przetwornika i zwana jest liczbą bitów przetwornika (np. rozdzielczość: przetwornik dwunastobitowy). Błąd rozdzielczości przetwornika, to wartość względna najmniej znaczącego bitu LSB odniesiona do pełnego zakresu, $LSB = 2^{-n}$.

Przy formowaniu i przesyłaniu sygnału cyfrowego tworzony jest sygnał cyfrowy sterujący, nazywany komunikatem lub ramką cyfrową. Sygnał cyfrowy sterujący, oprócz wartości wszystkich bitów sygnału wejściowego przetwornika zwanych danymi, zawiera bity rozkazów i bity adresów. Cały zestaw przesyłanych bitów danych, rozkazów i adresów stanowi ramkę cyfrową. Ramkę cyfrową dzieli się zazwyczaj na słowa o długości 8 bitów, czyli na bajty. Cała ramka cyfrowa może zawierać od jednego do kilku bajtów. W części bajtów zawarte są dane dotyczące wartości sygnału cyfrowego wejściowego, przy czym niektóre bajty zawierają bity rozkazów i adresów.

Przetwornik cyfrowo-analogowy wytwarza sygnał analogowy na podstawie zakodowanej informacji cyfrowej. Danej wartości cyfrowej na wejściu przetwornika jest jednoznacznie przyporządkowana określona wartość sygnału analogowego na wyjściu. Charakterystyka analogowego sygnału wyjściowego, w funkcji zmian wartości sygnału cyfrowego wejściowego, zawiera tylko skwantowane wg wzoru (3.44) wartości analogowe, odpowiadające kolejnym wartościom cyfrowym na wejściu, więc nie jest to charakterystyka ciągła.

Sprawdzając tę charakterystykę statycznie, zadając kolejno wzrastające wartości sygnału cyfrowego zauważymy, że minimalne zmiany wartości sygnału wyjściowego odpowiadają wartości najmniej znaczącego bitu – LSB.

Przy pracy dynamicznej przetwornika cyfrowo-analogowego rzeczywistego mogą wystąpić na jego wyjściu znacznie większe zakłócenia, zwane szpilkowymi [75, 81]. Zakłócenia te dochodzą do wartości najbardziej znaczącego bitu – MSB, a wynika to z opóźnień przełączania kolejnych wartości bitów. W celu uzyskania przebiegów sygnału wyjściowego o charakterze sygnału ciągłego, konieczna jest filtracja sygnału wyjściowego filtrem dolnoprzepustowym.

Sygnały wyjściowe przetworników cyfrowo-analogowych mogą być napięciowe lub prądowe jednokierunkowe zwane unipolarnymi, mogą też być napięciowe lub prądowe dwukierunkowe zwane bipolarnymi. Tworzenie sygnału wyjściowego dwukierunkowego wymaga zastosowania odpowiedniego kodowania sygnału cyfrowego wejściowego.

Symulatory immitancji, których wielkością wyjściową jest rezystancja lub konduktancja, mogą teoretycznie formować sygnał zarówno dodatniej jak i ujemnej rezystancji lub konduktancji. Przy symulowaniu dodatniej rezystancji lub konduktancji, mówimy o inwerterze dodatnio impedancyjnym, a przy symulowaniu ujemnej rezystancji lub konduktancji, mówimy o inwerterze ujemno impedancyjnym [130]. W zastosowaniach praktycznych nie stosuje się układów z wyjściem impedancji o zmienianym znaku z dodatniego na ujemny, ani układów z wyjściem o ujemnej impedancji.

Stosowane są przetworniki cyfrowo-analogowe symulujące potencjometry rezystancyjne zwane potencjometrami cyfrowymi o trzech końcówkach wyjścia analogowego. Końcówki wyjścia analogowego są następujące: końcówka początku potencjometru, końcówka suwaka potencjometru i końcówka końca potencjometru. W potencjometrze cyfrowym zadaje się bezpośrednio wartość stosunku rezystancji pomiędzy początkiem i suwakiem do sumarycznej rezystancji potencjometru pomiędzy początkiem i końcem potencjometru. Są też rezystory cyfrowe, o dwóch końcówkach wyjścia analogowego, w których zadaje się bezpośrednio wartość jednej rezystancji na wyjściu układu.

3.3.2. Kody unipolarne sygnału cyfrowego wejściowego

Kody sygnału cyfrowego zostały szczegółowo opisane w literaturze [75]. Sygnały cyfrowe są reprezentowane przez odpowiednie uporządkowane zbiory współczynników dwuwartościowych, z których każdy może przyjmować tylko jedną z dwóch różnych wartości: zero lub jeden. Współczynniki dwuwartościowe są często zwane stanami logicznymi przypisywanymi poszczególnym bitom w zapisie sygnału wejściowego elementu SLAVE systemu mikroprocesorowego zawierającego symulator immitancji lub przetwornik cyfrowo-analogowy.

W fizycznym układzie symulatora immitancji lub przetwornika cyfrowo-analogowego z określonym stanem logicznym na jego wejściu, wiąże się obecność lub nieobecność ustalonego poziomu napięcia najczęściej odniesionego do wspólnego punktu wejścia cyfrowego, zwanego w gwarze technicznej „*zerem cyfrowym*” lub „*masą cyfrową*” oraz „*common*” w piśmiennictwie angielskim. Poziomy napięcie odpowiadające stanom logicznym zero-jedynkowym są zgodne z poziomami logicznymi scalonych układów cyfrowych, takich jak CMOS, TTL, ECL lub LVDS. Należy zauważyć, że inne licznie stosowane w przeszłości standardy poziomów napięć logicznych scalonych układów cyfrowych [127] RLT (logika rezystorowo-tranzystorowa), DTL (logika diodowo-tranzystorowa), HTL (logika wysokoprogo-owa), DCTL (logika tranzystorowa o sprzężeniu bezpośrednim), MOS (logika metal-tlenek-półprzewodnik) obecnie nie są praktycznie spotykane.

W symulatorach immitancji o wyjściowym sygnale unipolarnym występować mogą następujące kody wejściowego sygnału cyfrowego:

- kod naturalny dwójkowy,
- kod ułamkowy naturalny dwójkowy,

- kod dwójkowo dziesiętny pozycyjny zwany też zapisem dziesiętnym kodowanym dwójkowo w skrócie BCD [81].

Kod, w którym każdej jego pozycji jest przyporządkowana określona waga o podstawie 2 z potęgą od 2^0 do 2^{n-1} , lub od 2^{-1} do 2^{-n} , nazywany jest kodem ważonym. Wartość liczbową zapisaną w tym kodzie jest równa sumie wag na tych wszystkich pozycjach, dla których współczynniki dwuwartościowe przyjmują wartości równe 1.

W systemach mikroprocesorowych jest zazwyczaj stosowany kod naturalny dwójkowy. Równanie opisujące sygnał cyfrowy symulatora imitancji przy zastosowaniu kodu naturalnego dwójkowego wyrazi się wzorem:

$$X_{wy} = X_{max} 2^{-n} (b_{n-1}2^{n-1} + b_{n-2}2^{n-2} + \dots + b_0 2^0) \quad (3.46)$$

gdzie: X_{max} – pełny zakres sygnału wyjściowego przetwornika,

$b_{n-1}, b_{n-2}, \dots, b_0$ – współczynniki określające stany poszczególnych bitów.

Należy zauważyć, że najmniej znaczący bit LSB jest bitem zerowym o wadze 2^0 , a bit $(n-1)$ jest najbardziej znaczącym bitem MSB o wadze 2^{n-1} , przy czym, gdy liczy się wartość sygnału wyjściowego to obydwie wagi bitów są dzielone przez wartość liczbową 2^n , zwaną pełnym zakresem przetwarzania FS (ang. *full scale*). Warto zauważyć, że pełny zakres przetwarzania FS = 2^n jest stanem nieosiągalnym dla największej wartości liczby binarnej zawartej w nawiasie we wzorze (3.46), i że pełny zakres przetwarzania jest większy od maksymalnej wartości sygnału o wartość najmniej znaczącego bitu LSB. Maksymalna wartość sygnału cyfrowego odpowiada stanom logicznym o poziomie 1 dla wszystkich bitów wejścia cyfrowego, co występuje, gdy wszystkie współczynniki od b_{n-1} do b_0 przyjmują wartości równe 1.

Równanie opisujące charakterystykę przetwornika przy zastosowaniu kodu ułamkowego naturalnego dwójkowego podano wcześniej i opisano wzorem (3.45).

W symulatorach imitancji przy analizie względnych zmian sygnału wyjściowego wygodniejsze jest korzystanie z kodu ułamkowego naturalnego liczb dwójkowych. W n -bitowym kodzie ułamkowym naturalnym dwójkowym bit najbardziej znaczący MSB ma wagę $2^{-1} = 0,5$, bit drugi ma wagę $0,25$ itd. aż do bitu n , który jest bitem najmniej znaczącym LSB = 2^{-n} . Przy stosowaniu kodu ułamkowego naturalnego liczb dwójkowych, pełny zakres przetwarzania FS ma dokładnie wartość równą 1, przy czym maksymalna osiągalna wartość sygnału jest równa: $1 - 2^{-n} = 1 - \text{LSB}$. Należy zwrócić uwagę, że w przypadku sygnału cyfrowego o wysokiej rozdzielczości wartość najmniej znaczącego bitu LSB jest praktycznie pomijalna. W takim przypadku maksymalna wartość sygnału jest praktycznie równa pełnemu zakresowi przetwarzania FS. Uzasadnia to ogromną wygodę stosowania kodu ułamkowego naturalnego liczb dwójkowych do opisu sygnału cyfrowego symulatorów imitancji.

Kodami ważonymi są kody dwójkowo dziesiętne pozycyjne należące do kodów BCD, takie jak stosowany dawniej kod o wagach 2421 (kod Aikena) i popularny kod o wagach 8421 dla ułamkowej liczby dziesiętnej. W zapisie BCD bity pierwszej dekady z wagą 10^{-1} tworzą najbardziej znaczącą cyfrę MSD (ang. *master significant decade*), a bity ostatniej dekady z wagą 10^{-m} , gdzie m jest liczbą dekad, tworzą najmniej znaczącą cyfrę LSD (ang. *least significant decade*).

Równanie opisujące charakterystykę przetwornika przy zastosowaniu kodu dwójkowo dziesiętnego pozycyjnego BCD wyrazi się wzorem:

$$X_{wy} = X_{max}(10^{-1} N_1 + 10^{-2} N_2 + \dots + 10^{-m} N_m) \quad (3.47)$$

gdzie: m – liczba dekad,

N_1 – cyfra pierwszej dekady o wadze 10^{-1} ,

N_2 – cyfra drugiej dekady o wadze 10^{-2} ,

N_m – cyfra ostatniej dekady o wadze 10^{-m} .

Cyfry poszczególnych dekad dla kodu BCD o wagach 8421 opisać można wzorami:

$$N_1 = a_{13} 2^3 + a_{12} 2^2 + a_{11} 2^1 + a_{10} 2^0 = a_{13} 8 + a_{12} 4 + a_{11} 2 + a_{10} 1, \quad (3.48)$$

gdzie: a_{13} , a_{12} , a_{11} , a_{10} – współczynniki dwuwartościowe stanowiące składowe bity pierwszej dekady tworzące najbardziej znaczącą cyfrę MSD o wadze 10^{-1} ,

$$N_2 = a_{23} 2^3 + a_{22} 2^2 + a_{21} 2^1 + a_{20} 2^0 = a_{23} 8 + a_{22} 4 + a_{21} 2 + a_{20} 1, \quad (3.49)$$

gdzie: a_{23} , a_{22} , a_{21} , a_{20} – współczynniki dwuwartościowe stanowiące składowe bity drugiej dekady tworzące drugą cyfrę o wadze 10^{-2} , i tak dalej aż do

$$N_m = a_{m3} 2^3 + a_{m2} 2^2 + a_{m1} 2^1 + a_{m0} 2^0 = a_{m3} 8 + a_{m2} 4 + a_{m1} 2 + a_{m0} 1, \quad (3.50)$$

gdzie: a_{m3} , a_{m2} , a_{m1} , a_{m0} – współczynniki dwuwartościowe stanowiące składowe bity ostatniej dekady tworzące najmniej znaczącą cyfrę LSD o wadze 10^{-m} .

Należy zauważyć, że we współczesnych monolitycznych przetwornikach cyfrowo-analogowych praktycznie nie stosuje się kodu BCD, toteż kod ten praktycznie nie występuje w symulatorach immitancji.

Niekiedy w przetwornikach cyfrowo-analogowych bywa stosowany kod unipolarny komplementarny naturalny dwójkowy, a więc może on występować w symulatorach immitancji. W kodzie tym wszystkie bity są reprezentowane przez ich uzupełnienia utworzone przez inwersję $0 \rightarrow 1$ i $1 \rightarrow 0$ stanów wszystkich bitów.

Charakterystykę symulatora immitancji o sygnale wejściowym w kodzie komplementarnym ułamkowym naturalnym dwójkowym można opisać wzorem:

$$X_{wy} = X_{max}(c_1 2^{-1} + c_2 2^{-2} + \dots + c_n 2^{-n}), \quad (3.51)$$

gdzie: X_{max} – pełny zakres sygnału wyjściowego przetwornika,

c_1 , c_2 , ..., c_n – negacje współczynników dwuwartościowych określających stany poszczególnych bitów cyfrowego sygnału wejściowego.

Autor nie spotkał się z zastosowaniem symulatorów immitancji o ujemnych lub bipolarnych sygnałach wyjściowych (dodatnie i ujemne rezystancje lub dodatnie i ujemne konduktancje), toteż nie ma potrzeby omawiania kodów bipolarnych dla opisu sterujących sygnałów cyfrowych.

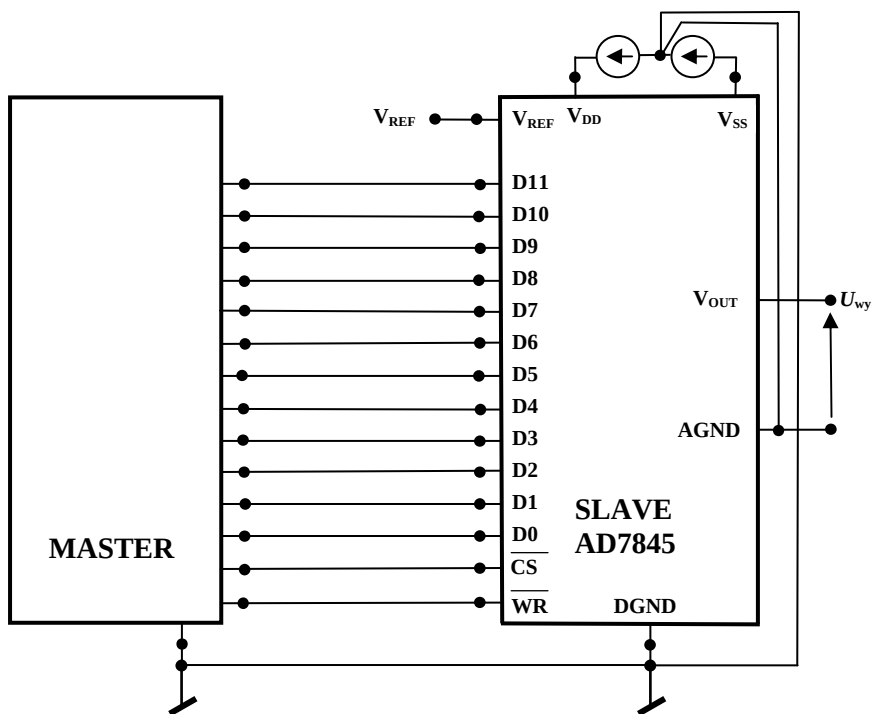
3.3.3. Interfejsy równoległe

Interfejs równoległy klasyczny

Współczesne interfejsy równoległe zostały opisane w literaturze [75]. Element nadrzędny MASTER sterujący pracą przetworników cyfrowo-analogowych lub symula-

torów imitancji, może być wyposażony w port równoległy. Port ten na swoich liniach równoległych transmituje dane, rozkazy i adresy stanowiące ramkę cyfrową (komunikat) przeznaczoną dla poszczególnych elementów typu SLAVE dołączonych równolegle do odpowiednich zacisków elementów sterowanych. Połączenie to stanowi interfejs równoległy mikrosystemu. Oczywiście może to być jeden z kilku interfejsów.

Przy zgodności danych adresu zawartego w ramce cyfrowej z adresem określonego elementu SLAVE, w elemencie tym następuje wykonanie rozkazu zawartego w ramce. Może to być odczytanie wartości wejściowego sygnału cyfrowego przez przetwornik cyfrowo-analogowy, wytworzenie odpowiedniego wyjściowego sygnału symulowanej imitancji oraz wystawienie informacji zwrotnej dla elementu MASTER o wykonaniu zadania. Przy interfejsie równoległym generowanie i czytanie sygnału na wszystkich liniach odbywa się praktycznie w tym samym czasie.



Rys. 3.20. Schemat połączenia za pomocą interfejsu równoległego układu przetwornika cyfrowo-analogowego

Na rys. 3.20 podano przykładowy schemat połączenia układu AD7845 [13, 109], stanowiącego przetwornik cyfrowo-analogowy typu mnożącego, z elementem MASTER, przy wykorzystaniu interfejsu równoległego.

Układ jest zasilany dodatnim napięciem $V_{DD} = +15 \text{ V} \pm 5 \%$ i ujemnym napięciem $V_{SS} = -15 \text{ V} \pm 5 \%$.

Przetwornik cyfrowo-analogowy realizuje funkcję mnożenia sygnału napięcia referencyjnego V_{REF} stałego lub sinusoidalnie zmiennego przez wartość sygnału cyfrowego wejściowego określoną wartościami 12 bitów od D11 (MSB) do D0 (LSB). Napięcie referencyjne V_{REF} doprowadzone jest do układu między końcówką oznaczoną V_{REF} , a wspólnym punktem sygnałów analogowych AGND.

Realizacja funkcji następuje w chwili wybrania układu SLAVE AD7845 sygnałem $\overline{CS}$ i wykonania rozkazu $\overline{WR}$ wpisania danych do rejestru przetwornika.

Układ sterujący MASTER formuje 12-bitowy sygnał danych wejściowych D11, D10, ..., D1, D0 oraz dwa sygnały $\overline{CS}$ oraz $\overline{WR}$. Aktywny sygnał adresu $\overline{CS}$ to poziom niski L, który określa jednoznacznie dany element SLAVE, a aktywny sygnał rozkazu $\overline{WR}$ (poziom niski L) stanowi polecenie przeczytania przez dany element SLAVE wartości cyfrowej 12-bitowego słowa cyfrowego podanej na wejścia równoległe od D11 do D0. Sygnały cyfrowe przyjmowane przez układ AD7845 są w standardzie 5 V CMOS. W tym standardzie poziom niski L to napięcie nie większe od 0,8 V, a poziom wysoki H to napięcie nie mniejsze od 2,4 V. Poziomy aktywne sygnały adresu i sygnał rozkazu czytania to poziomy niskie L. Z chwilą zrealizowania rozkazu $\overline{WR}$ przetwornik cyfrowo-analogowy AD7845 wytwarza na swoim wyjściu napięcie wyjściowe ujemne o wartości iloczynu napięcia referencyjnego V_{REF} i przeczytanej wartości cyfrowej według wzoru:

$$U_{wy} = -V_{REF}(D11 \cdot 2^{-1} + D10 \cdot 2^{-2} + \dots + D1 \cdot 2^{-11} + D0 \cdot 2^{-12}). \quad (3.52)$$

Po ustawieniu przez układ sterujący MASTER poziomu wysokiego H, nieaktywnego dla przynajmniej jednego z dwóch sygnałów $\overline{CS}$ i $\overline{WR}$, element SLAVE zapamiętuje poprzednio podaną 12-bitową wartość cyfrową na wejściach od D11 do D0 oraz utrzymuje na swoim wyjściu napięcie wyjściowe według wzoru (3.52). Napięcie wyjściowe U_{wy} jest odbierane z zacisku V_{OUT} względem wspólnego punktu sygnału analogowego AGND. Jest to sygnał wyjściowy przetwornika cyfrowo-analogowego. Ponowny wpis 12-bitowego sygnału cyfrowego do układu AD7845 nastąpi po wygenerowaniu przez element MASTER dwóch aktywnych sygnałów $\overline{CS}$ i $\overline{WR}$ o poziomie niskim L. Przetwornik cyfrowo-analogowy AD7845 nie przesyła do układu MASTER informacji zwrotnej o wykonaniu zadania określonego otrzymanym rozkazem według sygnału $\overline{WR}$.

Należy zauważyć, że omawiany przykładowo jako element SLAVE przetwornik AD7845 może pracować w paśmie częstotliwościowym sinusoidalnego sygnału wyjściowego o amplitudzie 10 V od 0 Hz do 175 kHz (pasmo częstotliwościowe wielosygnałowe) z błędem dynamicznym zniekształceń, który nie przekracza 3 % [13]. Układ scalony MX7845 [109], będący funkcjonalnie pełnym odpowiednikiem układu AD7845, ma nieco szersze pasmo częstotliwościowe wielosygnałowe, wynoszące 250 kHz.

Interfejs równoległy LVDS

Zaletą interfejsu równoległego jest krótki czas czytania sygnału cyfrowego, co pozwoliło na powtarzanie z bardzo wysoką częstotliwością przetwarzania sygnału

cyfrowego w przetwornikach cyfrowo-analogowych. Wymagało to jednak zmiany techniki przesyłania cyfrowych sygnałów elektrycznych [46, 57, 159] i stosowania niskonapięciowego sygnału różnicowego w symetrycznych kablach miedzianych.

W bardzo szybkich przetwornikach cyfrowo-analogowych jest stosowany specjalny standard poziomów logicznych sygnałów cyfrowych zwany LVDS (ang. *Low-Voltage Differential Signaling*). Wymaga on stosowania pary przewodów dla sygnału dodatniego (*P pozitiv*) i ujemnego (*N negativ*) dla każdej linii przesyłanego bitu, a także dla sygnału zegarowego i innych sygnałów rozkazów i adresu.

Należy zauważyć, że interfejs LVDS przy bardzo wysokich częstotliwościach sygnału umożliwia przesyłanie sygnałów cyfrowych na małe odległości. Przy częstotliwości sygnału wynoszącej 400 MHz i rezystancji obciążenia linii 100 Ω może to być odległość ok. 10 m. Przy częstotliwości sygnału 100 MHz może to być odległość ok. 20 m, a przy częstotliwości 10 MHz jest to nadal mała odległość, około 100 m [46].

Na rys. 3.21 podano przykładowy schemat połączenia układu scalonego przetwornika cyfrowo-analogowego MAX5891 [107] z elementem MASTER za pomocą interfejsu równoległego o standardzie LVDS. Układ ten może pracować z częstotliwością wielokrotnego przetwarzania (ang. *update rate*) od 1 MSPS (ang. *Mega Sample Per Second*) aż do 600 MSPS. Jeden MSPS to milion cykli przetworzeń w czasie jednej sekundy. W podanym przykładzie układu scalonego MAX5891 częstotliwość f_c sygnału zegarowego CLKP i CLKN, którego każdy kolejny cykl powoduje przetworzenie równoległego sygnału cyfrowego na sygnał analogowy wyjściowy, może zawierać się w przedziale od 1 MHz do 600 MHz. Dla układu MAX5891, przy częstotliwości zegarowej 600 MHz producent [107] podaje charakterystyki analogowego sinusoidalnego sygnału wyjściowego przetwornika w zakresie do 200 MHz.

Przetworniki cyfrowo-analogowe o tak szerokim paśmie częstotliwości roboczych znalazły zastosowanie w sprzęcie telekomunikacji szerokopasmowej bezprzewodowej, w modemach systemów kablowych przesyłania danych oraz w układach elektronicznych bezpośrednich syntezytorów cyfrowych zwanych DDS (ang. *Direct Digital Synthesis*) [67].

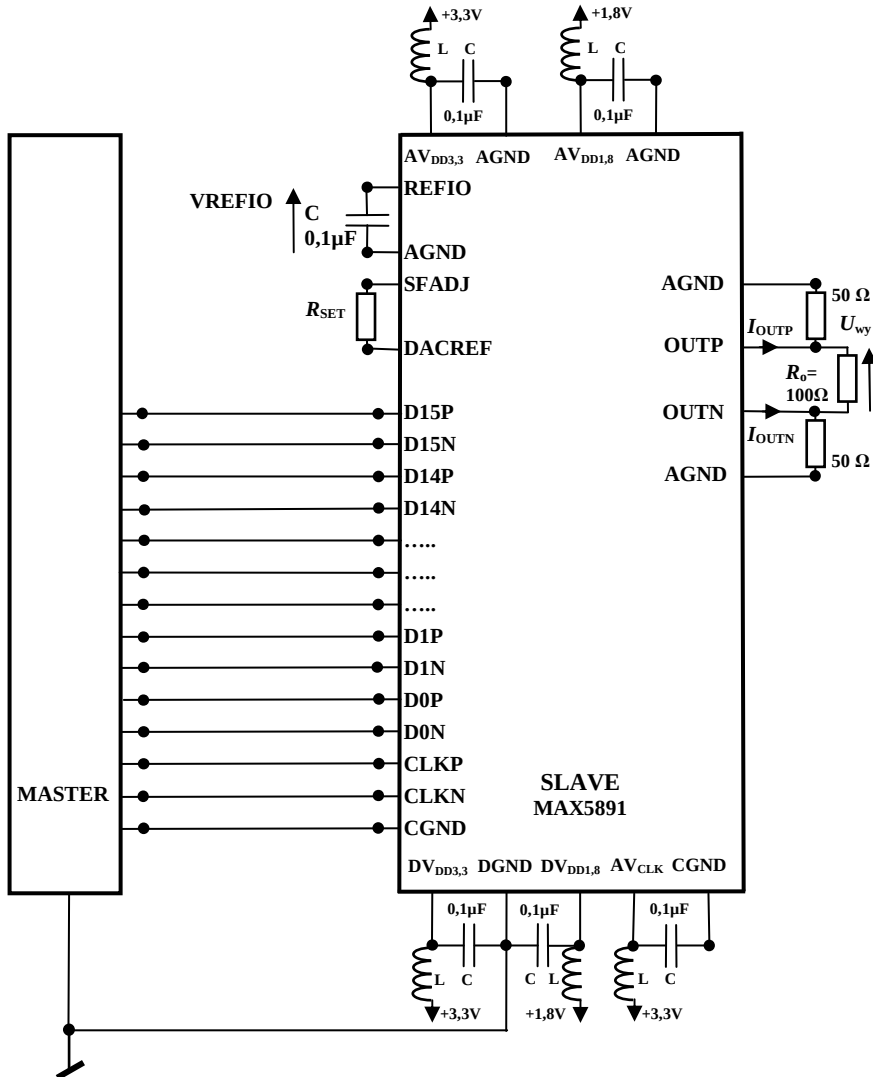
Przetwornik cyfrowo-analogowy (rys. 3.21) realizuje, przy stałym współczynniku o wymiarze konduktancji, funkcję mnożenia sygnału napięcia referencyjnego VREFIO przez wartość sygnału cyfrowego wejściowego różnicowego. Sygnał cyfrowy określają wartości 16 bitów od D15P – D15N (MSB) do D0P – D0N (LSB). Sygnał napięcia referencyjnego jest doprowadzony do układu między końcówką oznaczoną VREFIO, a wspólnym punktem sygnałów analogowych oznaczonym AGND. Źródło napięciowe sygnału referencyjnego powinno mieć bardzo małą rezystancję wewnętrzną.

Realizacja funkcji przetwornika następuje w chwili pojawienia się aktywnego poziomu sygnału różnicowego CLKP – CLKN o częstotliwości zegarowej. Układ sterujący MASTER formuje 16-bitowy sygnał różnicowy danych wejściowych D15P – D15N, D14P – D14N, ..., D1P – D1N, D0P – D0N oraz sygnał różnicowy zegarowy CLKP – CLKN. Sygnały cyfrowe układu MAX5891 są w standardzie LVDS napięciowych sygnałów różnicowych. W tym standardzie poziom niski L to napięcie ujemne nie większe od -100 mV do -1000 mV, a poziom wysoki H to

napięcie nie mniejsze od +100 mV do +1000 mV. Z chwilą pojawienia się aktywnego sygnału zegarowego przetwornik cyfrowo-analogowy MAX5891 wytwarza na swoim wyjściu różnicę prądów wyjściowych o wartości według wzoru:

$$I_{OUTP} - I_{OUTN} = 32 \cdot V_{REFIO} / R_{SET} (D_{15} \cdot 2^{-1} + D_{14} \cdot 2^{-2} + \dots + D_0 \cdot 2^{-16}), \quad (3.53)$$

gdzie D15, D14 i dalsze to oznaczenia wartości poszczególnych bitów odczytywanych w standardzie LVDS jako różnice odpowiednich napięć D15P – D15N, D14P – D14N i tak dalej.



Rys. 3.21. Schemat połączenia za pomocą interfejsu równoległego LVDS układu przetwornika cyfrowo-analogowego MAX5891

Sygnał wyjściowy może być odbierany jako napięcie na rezystorze R_0 . Jeżeli pozostałe dwa rezystory zapewniające dopasowanie falowe mają dokładne wartości po $50\ \Omega$ to napięcie odbierane z rezystora $R_0 = 100\ \Omega$ opisać można wzorem:

$$U_{wy} = 0,25R_0(I_{OUTP} - I_{OUTN}). \quad (3.54)$$

Układ pracy bardzo szybkiego przetwornika cyfrowo-analogowego (rys 3.21) wymaga pięciu napięć zasilających. Są dwa dodatnie analogowe napięcia zasilające oznaczone $AV_{DD3,3}$ (+3,3 V) oraz $AV_{DD1,8}$ (+1,8 V). Są dwa dodatnie cyfrowe napięcia zasilające oznaczone $DV_{DD3,3}$ (+3,3 V) oraz $DV_{DD1,8}$ (+1,8 V). Jest też jedno dodatnie napięcie zasilające układu sygnału zegarowego oznaczone symbolem $AV_{CLK3,3}$ (+3,3 V). Każde wejście tych napięć jest odblokowane kondensatorami C o pojemności $0,1\ \mu F$, a dodatnie napięcia zasilające prowadzone od odpowiednich zasilaczy zawierają szeregowo indukcyjności o wartości L z rdzeniami ferrytowymi o małej stratności przy wysokich częstotliwościach.

System zasilania przetwornika wymaga stosowania trzech różnych układów wspólnych punktów sygnałowych. Jest wspólny punkt sygnału analogowego, oznaczony AGND, który jest stosowany dla sygnałów analogowych: referencyjnego VREFIO, sygnałów wyjściowych prądowych I_{OUTP} i I_{OUTN} oraz jest stosowany dla napięć zasilających $AV_{DD3,3}$ i $AV_{DD1,8}$. Jest drugi wspólny punkt cyfrowy oznaczony symbolem DGND, dla sygnałów cyfrowych i napięć zasilających cyfrowych $DV_{DD3,3}$ i $DV_{DD1,8}$. Oraz jest trzeci punkt wspólny dla sygnału zegarowego oznaczony symbolem CGND dla napięcia zasilającego $AV_{CLK3,3}$ układu wewnętrznego sygnału zegarowego.

Autorowi nie są znane przykłady zastosowań bardzo szybkich przetworników cyfrowo-analogowych z interfejsem równoległym w standardzie LVDS do układów symulatorów immitancji.

Podany przykład różnicowego interfejsu równoległego LVDS ilustruje możliwości nowych zastosowań bardzo szybkich przetworników cyfrowo-analogowych.

3.3.4. Interfejsy szeregowo

Charakterystyka interfejsów szeregowych

Literatura [38, 75, 145] opisuje wiele różnych interfejsów cyfrowych szeregowych stosowanych do wymiany informacji między mikroprocesorowym układem sterującym MASTER, a urządzeniami i elementami peryferyjnymi SLAVE. Wymieniane są interfejsy: UART (ang. *Universal Asynchronous Receiver Transmitter*), CAN (ang. *Controller Area Network*), MII (ang. *Media Independent Interface*), Ethernet, USB (ang. *Universal Serial Bus*), RS-232, 1-wire, 2-wire, I²C, SMBus, 3-wire, SPI (ang. *Serial Peripheral Interface*), 5-wire.

W rozproszonych przestrzennie systemach zbierania i przetwarzania danych występują elementy MASTER łączone interfejsem z elementami SLAVE w celu wymiany informacji. Elementami SLAVE są przeważnie czujniki pomiarowe, mogą być też symulatory immitancji. W takich systemach stosowane są przeważnie interfejsy 2-wire, I²C, 3-wire lub SPI [70, 150]. W takich przypadkach do sterowania symulatorów immitancji stosuje się zazwyczaj typ interfejsu już istniejący w systemie i oprogramowany w elemencie MASTER.

Dalej omówiono przykładowe schematy wyżej wymienionych interfejsów szeregowych. Stanowią one połączenia elementu MASTER ze sterowanym przez niego elementem SLAVE stanowiącym symulator immitancji, taki jak na przykład potencjometr cyfrowy czy rezystor cyfrowy, lub stanowiącym przetwornik cyfrowo-analogowy będący częścią symulatora immitancji.

Przykład interfejsu szeregowego 2-wire

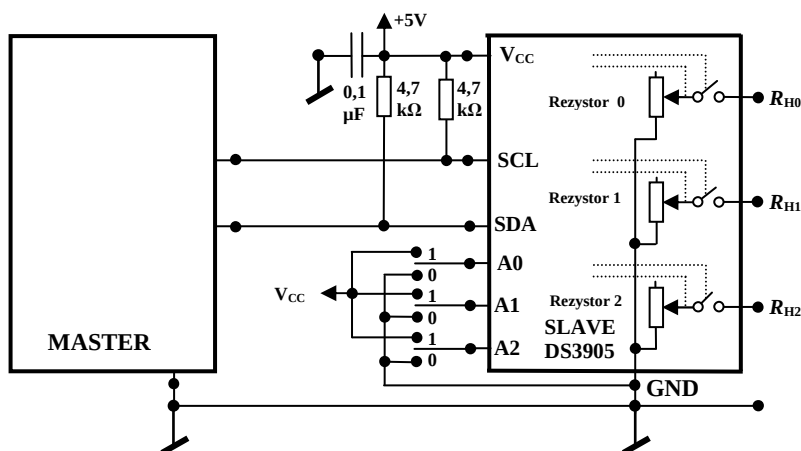
Magistrala 2-wire jest dwukierunkowym standardem komunikacji. W systemie układ nadrzędny MASTER łączony jest z elementami podrzędnymi SLAVE dwoma liniami SCL (ang. *Serial Clock*) oraz SDA (ang. *Serial Data*), których sygnały napięciowe dwustanowe odnoszone są do zerowego napięcia wspólnego punktu sygnałów cyfrowych GND. Przez te dwie linie następuje wymiana informacji między nadrzędnym układem MASTER oraz każdym układem SLAVE dołączonym do interfejsu 2-wire. Jest to transmisja dwukierunkowa synchroniczna. Przepływ danych na magistrali nadzoruje układ MASTER, układy SLAVE mają przypisane sobie indywidualne adresy, według tych adresów MASTER identyfikuje poszczególne układy SLAVE dołączone do interfejsu 2-wire.

Sygnał synchronizacji interfejsu jest na linii SCL i niezależnie od kierunku transmisji sygnałów jest generowany przez MASTER. Sygnały danych pojawiają się na linii SDA. Taki sygnał zwany jest ramką. Ramka zawiera pierwszy bajt złożony z siedmiu bitów adresu układu SLAVE, dla którego jest przeznaczona dana ramka oraz jeden bit polecenia $R/\overline{W}$ (czytam/zapisz). Ramka zawiera drugi bajt rozkazu nazwany Command (z identyfikatorem układu, uzupełnieniem adresu i bitem polecenia $R/\overline{W}$) oraz zawiera trzeci bajt danych dla danego układu SLAVE.

Na rys. 3.22 przedstawiono przykładowy schemat połączenia za pomocą interfejsu szeregowego 2-wire układu DS3905 (ang. *Digital Variable Resistor/Switch*) [42] zawierającego trzy sterowane wyjściowe rezystory (każdy o liczbie ustawień 128) oznaczone 0, 1 oraz 2, o rezystancji do 20 k Ω i o liniowej charakterystyce. Ten układ scalony ma dodatkową właściwość, że po żądaniu nastawienia większej wartości rezystancji od maksymalnej (przez wybranie ósmego najbardziej znaczącego bitu danych MSB = 1) następuje rozwarcie wyjścia.

Dla układu scalonego DS3905 ramka zawiera trzy bajty, przy czym trzeci bajt na pozycji MSB zawiera bit sterowania rozwarciem (przerwa) obwodu wyjściowego (dla MSB = 1 przerwa) oraz siedem bitów szeregowego sygnału cyfrowego nastawy wartości rezystora. Układ SLAVE po zidentyfikowaniu każdego bajtu adresu, bajtu rozkazu i bajtu danych, skierowanych do niego, wymusza na linii SDA poziom niski stanowiący informację potwierdzenia ACK (ang. *Acknowledgement*) dla układu MASTER. Są to potwierdzenia odebrania danych o adresie, o rozkazie i potwierdzenie zapisania w EEPROM układu SLAVE sygnału cyfrowego nastawy określonego rezystora.

W każdym układzie DS3905 są trzy końcówki oznaczone A0, A1, A2 służące do zaprogramowania jego indywidualnego adresu. Dołączając w odmiennej kombinacji te końcówki do napięcia niskiego poziomu (GND) lub napięcia wysokiego poziomu (V_{CC}), można zaprogramować adresy ośmiu układów DS3905 do pracy jako układy SLAVE w danej sieci interfejsu 2-wire.



Rys. 3.22. Schemat połączenia za pomocą interfejsu szeregowego 2-wire układu sterowanych cyfrowo rezystorów DS3905 stanowiącego symulatory trzech rezystancji

Układ DS3905 przeznaczony jest do pracy przy pojedynczym dodatnim napięciu zasilania od 2,7 V do 5,5 V. Na schemacie (rys. 3.22) pokazano dwa rezystory o wartości 4,7 kΩ dołączone do dodatniego napięcia zasilania V_{CC} . Rezystory te są konieczne dla zapewnienia wysokiego poziomu napięcia na liniach SCL oraz SDA przy braku aktywnego wymuszenia niskiego poziomu na tych liniach, albo przez układ MASTER lub przez dowolny SLAVE.

Częstotliwość sygnału zegarowego SCL dla trybu standardowego to od 0 do 100 kHz, a dla trybu pracy szybkiej od 0 do 400 kHz.

Przykład interfejsu szeregowego I²C

Interfejs I²C jest patentem firmy Philips [139], więc układy SLAVE innych firm są wyposażone w interfejsy kompatybilne do tego interfejsu, co pozwala na prawidłową współpracę. Interfejs I²C jest zmodyfikowaną wersją 2-wire [145]. Schematy połączeń linii SCL i SDA są takie same, jak w interfejsie 2-wire. Przebiegi czasowe sygnałów są podobne w obydwu interfejsach.

Interfejs I²C oprócz częstotliwości sygnału zegarowego dla trybu standardowego 100 kHz i dla trybu szybkiego 400 kHz ma trzeci tryb pracy wysokiej szybkości (ang. *High-Speed*) zwany Hs. Tryb pracy Hs, podczas przesyłu drugiego i dalszych bajtów, jest realizowany z częstotliwością zegarową 3,4 MHz.

Jako różnice w interfejsach należy wymienić sposób adresowania, w interfejsie 2-wire jest adresowanie 7-bitowe, a w interfejsie I²C oprócz adresowania 7-bitowego dopuszczony jest sposób adresowania 10-bitowego oraz jest adresowanie zwane wywołaniem ogólnym.

W interfejsie I²C układy SLAVE z adresem 10 bitowym [145] mogą współpracować na tej samej magistrali z układami SLAVE o adresie 7-bitowym, przy czym żaden z adresów 7-bitowych nie może zaczynać się od kombinacji 1111XXXT, czyli od czterech jedynek – począwszy od najbardziej znaczącego bitu

tego bajta. Przy czym ostatni, ósmy bit T stanowi polecenie $R/\overline{W}$ (czytaj/zapisz). Adresowanie 10-bitowe wykorzystuje w pierwszym bajcie cztery następujące kombinacje 11110XXT, przy czym XX stanowią dwa pierwsze bity najbardziej znaczące adresu 10-bitowego. W kolejnym drugim bajcie układ MASTER wysyła pozostałe 8 bitów adresu 10-bitowego identyfikowanego układu SLAVE. Do układu SLAVE o adresie sformułowanym wcześniej, układ MASTER wysyła kolejne bajty zawierające rozkazy i dane do tego układu SLAVE.

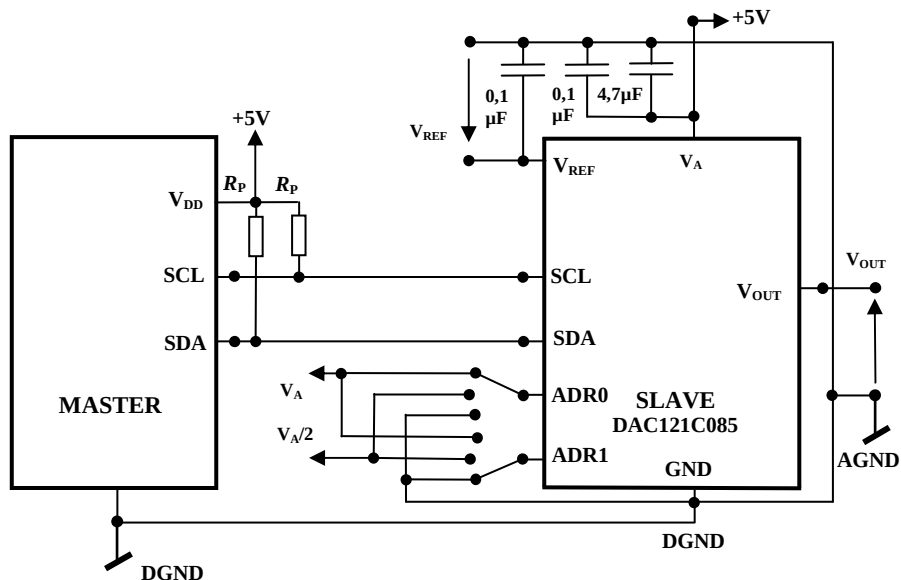
W interfejsie I²C układ MASTER może generować wywołanie ogólne przeznaczone dla wszystkich układów SLAVE, które powinny odbierać dane po takim wywołaniu. Wywołanie ogólne zawiera charakterystyczny adres 7-bitowy oraz ósmy bit polecenia $R/\overline{W}$ o wartości 0 z poleceniem *zapisz*. W przykładowych układach przetworników cyfrowo-analogowych DAC121C085 [153], ten adres 7-bitowy wywołania ogólnego to 1001000. Na takie wywołanie ogólne wszystkie układy SLAVE będą synchronicznie realizować otrzymane polecenie z układu MASTER.

Przykładowe połączenie układu MASTER z przetwornikiem cyfrowo-analogowym DAC121C085 [153] o adresie 7-bitowym, opracowanym przez firmę National Semiconductor, przedstawiono na schemacie (rys. 3.23). Obecnie układ ten jest oferowany przez firmę Texas Instruments.

Dla układu scalonego DAC121085 ramka sygnału wysyłanego przez układ MASTER zawiera trzy bajty. Bajt pierwszy zawiera 7-bitowy adres oraz na pozycji ostatniej zawiera polecenie (T) $R/\overline{W}$. Jest to jedno z dwóch poleceń – R o wartości aktywnej 1 oznacza dla układu MASTER polecenie *będę czytać*, natomiast $\overline{W}$ o wartości aktywnej 0 oznacza dla układu SLAVE polecenie *zapisz*. Bajt drugi na początku zawsze zawiera dwa zera (0, 0) oraz dalszą 2-bitową informację (PD1, PD0) o ustawieniu jednego z czterech rodzajów pracy przetwornika. Ostatnie cztery bity drugiego bajtu stanowią pierwsze, począwszy od MSB, bity nastawy cyfrowej przetwornika. Trzeci bajt ramki zawiera osiem dalszych bitów nastawy, kończących się bitem LSB, gdyż przetwornik cyfrowo-analogowy jest 12-bitowy. Możliwymi do ustawienia wartościami bitów PD1 oraz PD0 są cztery rodzaje pracy przetwornika. Są to następujące rodzaje pracy: działanie normalne (0, 0), stan wyłączenia pracy (Power-Down) i ustawienie rezystancji wyjścia o wartości 2,5 k Ω w stosunku do GND (0, 1), stan wyłączenia pracy i ustawienie rezystancji wyjścia o wartości 100 k Ω w stosunku do GND (1, 0) oraz stan wyłączenia pracy i ustawienie bardzo dużej rezystancji wyjściowej (przerwa) w stosunku do GND (1, 1).

W czasie odbioru ramki, wywołany według adresu układ SLAVE, gdy odebrał polecenie $\overline{W} = 0$ o znaczeniu *zapisz*, po otrzymaniu każdego bajta generuje na linii SDA aktywny niski sygnał 0 potwierdzenia ACK do układu MASTER.

Układ SLAVE wywołany według adresu po pierwszym bajcie, gdy odebrał polecenie R = 1 o znaczeniu dla układu MASTER *będę czytać*, wygeneruje do układu MASTER dwa bajty – drugi i trzeci informujące o odpowiedniej zawartości swojego rejestru. Zawartość tego rejestru jednoznacznie określa rodzaj pracy i wartość sygnału wyjściowego przetwornika. Zawartość rejestru opisano jako drugi i trzeci bajt ramki. W trakcie odbioru dwóch bajtów z układu SLAVE, układ MASTER po otrzymaniu każdego bajta generuje na linii SDA aktywny niski sygnał 0 potwierdzenia ACK do układu SLAVE.



Rys. 3.23. Schemat połączenia za pomocą interfejsu kompatybilnego z I²C układu przetwornika cyfrowo-analogowego DAC121C085 sterowanego cyfrowo

Układ scalony DAC121C085 ma dwie końcówki oznaczone ADR0, ADR1. Końcówki te dołączane w dziewięciu różnych kombinacjach do GND, do $V_A/2$ (połowa napięcia zasilania) oraz do V_A , służą do sprzętowego programowania 7-bitowych adresów dziewięciu przetworników cyfrowo-analogowych współpracujących przez jeden interfejs z danym układem MASTER.

Układ DAC121C085 przeznaczony jest do pracy przy pojedynczym dodatnim napięciu zasilania od 2,7 V do 5,5 V, oznaczonym V_A . Dwa rezystory R_p o wartości od 2 kΩ do 10 kΩ dołączone do dodatniego napięcia zasilania układu MASTER (rys. 3.23), są konieczne do zapewnienia wysokiego poziomu napięcia na linii SDA oraz na linii SCL w przypadku, gdy układ MASTER ma wyjścia do linii typu otwarty dren.

Jeżeli są spodziewane duże napięcia impulsowe na liniach SDA i SCL, to producent [153] zaleca stosowanie rezystorów o wartości 51 Ω, połączonych szeregowo z końcówkami wejść przetwornika SDA i SCL. Rezystory te i szcztkowe pojemności wejść powodują korzystne filtrowanie napięć impulsowych.

Producent układu DAC121C085 zaleca blokowanie, za pomocą kondensatorów o pojemności 0,1 μF, obwodu zasilania V_A oraz obwodu napięcia referencyjnego V_{REF} , do wspólnego punktu AGND. Obwód zasilania napięciem V_A powinien mieć dołączony dodatkowy kondensator tantalowy o pojemności 4,7 μF.

Przykład interfejsu szeregowego 3-wire

Interfejs 3-wire jest bardzo rozpowszechniony w potencjometrach cyfrowych i rezystorach cyfrowych.

W systemie 3-wire układ nadrzędny MASTER łączony jest z elementami podrzędnymi SLAVE trzema liniami: $\overline{RST}$, CLK (*Clock*) oraz DQ (*Data*), których sygnały napięciowe dwustanowe odnoszone są do zerowego napięcia wspólnego punktu sygnałowego GND. Te trzy linie umożliwiają wymianę informacji między nadrzędnym układem MASTER oraz każdym układem SLAVE dołączonym do interfejsu 3-wire. Jest to transmisja synchroniczna. Przepływ danych na magistrali nadzoruje układ MASTER, poszczególne układy SLAVE mają osobne linie $\overline{RST}(n)$. Każda z linii jednoznacznie adresuje n-ty układ SLAVE, za pomocą tych linii MASTER identyfikuje poszczególne układy SLAVE dołączone do interfejsu 3-wire.

Sygnał synchronizacji interfejsu jest ustawiany na linii CLK i niezależnie od kierunku transmisji sygnałów jest generowany przez układ MASTER. Sygnały danych pojawiają się na linii DQ.

Rozpoczęcie transmisji danych następuje w chwili ustawienia dla n-tego układu SLAVE sygnału $\overline{RST}(n)$ w stan wysoki i kończy się w chwili ustawienia sygnału $\overline{RST}(n)$ w stan niski (0). Jeżeli do danego układu MASTER jest podłączonych więcej układów SLAVE, to do każdego układu SLAVE powinna być dołączona osobna linia – odpowiednio $\overline{RST}(1)$, $\overline{RST}(2)$, aż do $\overline{RST}(n)$.

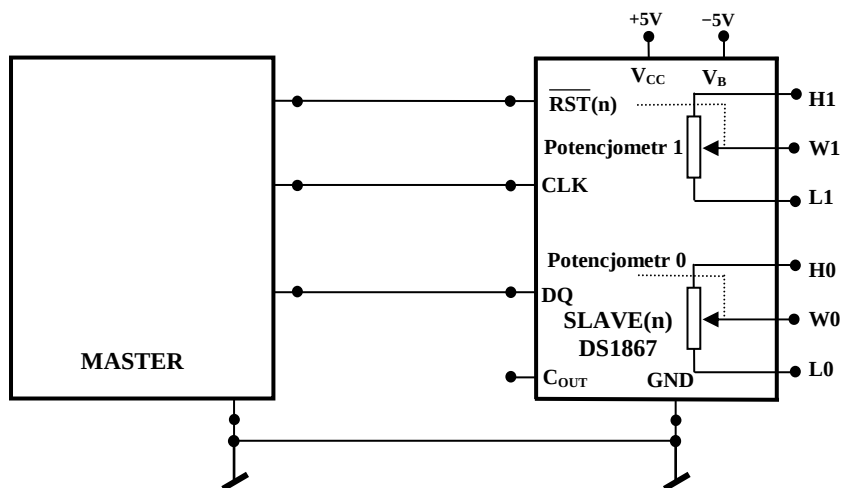
Na rys. 3.24 podano przykładowy schemat połączenia za pomocą szeregowego interfejsu 3-wire układu scalonego potencjometru cyfrowego DS1867 [44] opracowanego przez firmę Dallas Semiconductor, a produkowanego przez firmę Maxim Integrated Products. Zawiera on dwa potencjometry cyfrowe o liczbie ustawień 256, o rezystancji 10 k Ω , 50 k Ω lub 100 k Ω , o liniowej charakterystyce. Układ ten jest zasilany pojedynczym napięciem $V_{CC} = +5$ V lub podwójnym napięciem $V_B = -5$ V oraz $V_{CC} = +5$ V.

W przypadku układu scalonego DS1867 ramka sygnału wysyłanego przez układ MASTER jest słowem 17-bitowym i zawiera jeden bit rozkazu nazwany STACK SELECT BIT oraz dwa bajty. Bajt pierwszy zawiera nastawy suwaka potencjometru 1, a bajt drugi nastawy suwaka potencjometru 0. Dane nastaw suwaków są zapisywane w rejestrze pamięci nieulotnej. Z chwilą opadnięcia sygnału $\overline{RST}(n)$ w stan niski następuje żądane ustawienie suwaków potencjometru 1 oraz potencjometru 0.

Układ DS1867 umożliwia odpowiednie sterowanie i łączenie szeregowo dwóch potencjometrów 1 i 0 tak, że wyjście z układu jest z dwóch suwaków potencjometru 1 i potencjometru 0, dla zwiększenia wartości rezystancji potencjometru, np. do 200 k Ω .

Układ DS1867 umożliwia też sterowanie kaskadowe kilku, np. k par potencjometrów. Wówczas wyjście C_{OUT} wcześniejszej pary potencjometrów łączy się z wejściem DQ następnej pary.

Układ DS1867 przeznaczony jest do pracy przy pojedynczym dodatnim napięciu zasilania V_{CC} od +4,5 V do +5,5 V oraz przy zerowym napięciu $V_B = \text{GND}$. Może też pracować przy podwójnym napięciu zasilania V_{CC} od +4,5 V do +5,5 V oraz przy ujemnym napięciu V_B od -5,5 V do 0 V (GND).



Rys. 3.24. Schemat połączenia za pomocą szeregowego interfejsu 3-wire układu SLAVE

Według danych technicznych producenta układu scalonego DS18B20 interfejs 3-wire przewiduje normalny zakres częstotliwości sygnału zegarowego na linii CLK od 0 (DC) do 10 MHz.

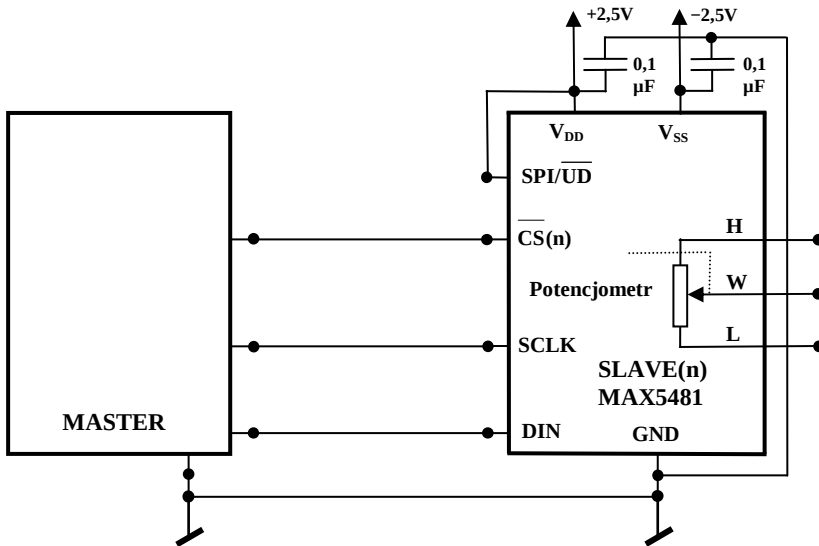
Przykład interfejsu szeregowego SPI

Interfejs szeregowy SPI jest bardzo często stosowany w przetwornikach cyfrowo-analogowych oraz w potencjometrach cyfrowych i rezystorach cyfrowych. Interfejs SPI jest zastrzeżony jako znak fabryczny firmy Motorola Inc., toteż układy SLAVE innych firm są wyposażone w interfejsy kompatybilne do tego interfejsu, co umożliwia prawidłową współpracę.

Interfejs SPI stosuje do wszystkich układów SLAVE osobne linie do adresowania, np. linią do adresowania układu n jest $\overline{CS}(n)$. Interfejs SPI jest podobny do interfejsu szeregowego 3-wire. Jedną z różnic jest to, że stan aktywny występuje dla stanu niskiego sygnału $\overline{CS}(n)$.

W systemie układ nadrzędny MASTER łączony jest z każdym elementem podrzędnym SLAVE czterema liniami $\overline{CS}(n)$ (*Chip Select*), SCLK (*Clock*), DIN (*Data Input*) oraz DO (*Data Output*), których sygnały napięciowe dwustanowe odnoszone są do zerowego napięcia wspólnego punktu sygnałów cyfrowych GND. Za pomocą tych czterech linii następuje wymiana informacji między nadrzędnym układem MASTER oraz każdym układem SLAVE dołączonym do interfejsu SPI. Jest to transmisja synchroniczna. Przepływ danych na magistrali nadzoruje układ MASTER, poszczególne układy SLAVE mają osobne linie $\overline{CS}(n)$, a każda z nich jednoznacznie adresuje n -ty układ SLAVE. Na podstawie stanu tych linii MASTER identyfikuje poszczególne układy SLAVE dołączone do interfejsu. Stan aktywny wybranej linii to stan niski $\overline{CS}(n) = 0$.

Sygnal synchronizacji interfejsu jest na linii SCLK i niezależnie od kierunku transmisji sygnałów jest generowany przez układ MASTER. Sygnały danych pojawiają się na linii DIN – są to dane wejściowe dla układów SLAVE oraz na linii DO – są to dane wyjściowe z układów SLAVE. System przewiduje transmisję jednoczesną dwukierunkową sygnałów wejścia i sygnałów wyjścia (ang. *full-duplex*) synchronizowanych przez sygnał zegarowy na linii SCLK. Do sterowania potencjometrów cyfrowych stosowana jest zazwyczaj wersja interfejsu jednokierunkowego przesyłu sygnałów z danymi dla SLAVE bez czwartej linii DO.



Rys. 3.25. Schemat połączenia za pomocą szeregowego interfejsu SPI układu potencjometru MAX5481 sterowanego przez element MASTER

Na rys. 3.25 podano przykładowy schemat połączenia układu MASTER szeregowym interfejsem SPI z układem scalonym MAX5481 [99] firmy MAXIM.

Układ ten zawiera pojedynczy potencjometr cyfrowy o liczbie 1024 możliwych ustawień, o rezystancji nominalnej 10 kΩ i liniowej charakterystyce. Połączenie końcówki układu scalonego oznaczonej SPI/UD z dodatnim napięciem zasilania V_{DD} (SPI = 1) programuje ten układ do pracy ze sterowaniem z interfejsu SPI.

Rozpoczęcie transmisji danych następuje w chwili ustawienia dla n -tego układu SLAVE sygnału $\overline{CS}(n)$ w stan niski i kończy się w chwili ustawienia sygnału $\overline{CS}(n)$ w stan wysoki. Dla układu scalonego MAX5481 sygnał szeregowy wysyłany przez układ MASTER na linii DIN w celu ustawienia suwaka potencjometru SLAVE zawiera pakiet 24 bitów. Tak więc sygnał $\overline{CS}(n)$ powinien być w stanie niskim przez 24 impulsy zegara. Odczyt i wpis danych przez SLAVE odbywa się przy opadaniu impulsu zegara. Pierwsze 8 bitów to bity rozkazu, a następne 16 bitów to bity danych o nastawie potencjometru cyfrowego. Sekwencja ośmiu zer

w bajcie rozkazu (00000000) odczytywana na pozycji trzeciego bitu i czwartego bitu oznacza żądanie wpisania w rejestrze nastawy suwaka potencjometru. Sekwencja danych na dalszych pozycjach bitów – od 9 do 18 to 10-bitowa nastawa suwaka potencjometru, przy czym na pozycji 9 jest bit najbardziej znaczący (MSB), a na pozycji 18 jest bit najmniej znaczący (LSB). Końcowe 6 bitów nie są czytane. Zapisanie danych w rejestrze położenia suwaka, skutkuje w układzie SLAVE ustawieniem suwaka na żądanej pozycji.

Układ MASTER może wysyłać także rozkazy krótkie, tylko 8-bitowe bez danych do rejestru położenia suwaka. Wymaga to 8 impulsów zegarowych. Są to m.in. rozkazy: (00100000) – kopiuje zawartość rejestru położenia suwaka do nieulotnej pamięci oraz (00110000) – kopiuje zawartość nieulotnej pamięci do rejestru położenia suwaka.

Układ MAX5481 przeznaczony jest do pracy przy pojedynczym dodatnim napięciu zasilania V_{DD} w granicach od +2,7 V do +5,25 V oraz przy zerowym napięciu $V_{SS} = GND$. Układ jest też przeznaczony do pracy przy podwójnym dodatnim napięciu zasilania $V_{DD} = +2,5$ V oraz przy ujemnym napięciu $V_{SS} = -2,5$ V.

Według danych technicznych producenta układu MAX5481, kompatybilny interfejs SPI przewiduje zakres częstotliwości sygnału zegarowego na linii SCLK do 7 MHz, co mieści się w standardzie SPI podającym zakres częstotliwości od 1 MHz do 10 MHz dla oryginalnej magistrali firmy Motorola.

3.4. Przetworniki cyfrowo-analogowe

3.4.1. Charakterystyki przetwornika i błędy przetwarzania

Charakterystyki i błędy przetwarzania statycznego

Parametry przetworników cyfrowo-analogowych są opisywane w wielu publikacjach [50, 75, 81, 97, 144].

Idealna charakterystyka przetwornika cyfrowo-analogowego nie jest charakterystyką ciągłą. Sygnał wyjściowy analogowy pojawia się dla każdej wartości cyfrowego sygnału wejściowego, a ten nie jest sygnałem ciągłym, ale zmieniającym się o wielokrotność kwantu, jakim jest wartość najmniej znaczącego bitu (LSB). Charakterystyka idealna przetwornika, przy zastosowaniu kodu naturalnego dwójkowego może być opisana wzorem:

$$\frac{X_{wy}}{X_{max}} 2^n = b_{n-1} 2^{n-1} + \dots + b_m 2^m + \dots + b_0 2^0 \quad (3.55)$$

gdzie: X_{wy} – analogowy sygnał wyjściowy;

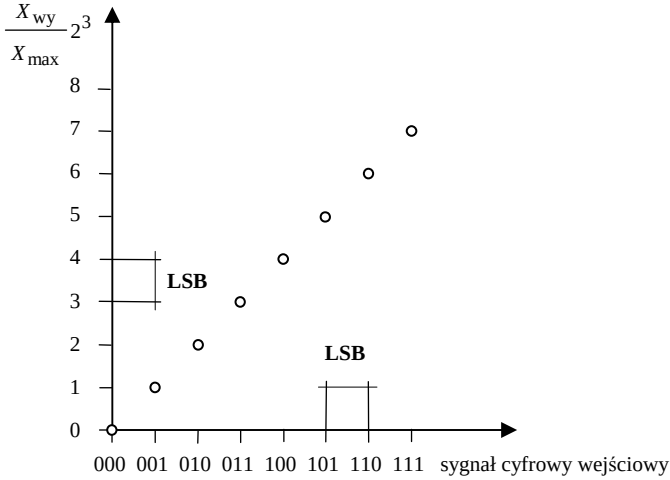
X_{max} – pełny zakres sygnału wyjściowego odpowiadający sygnałowi cyfrowemu $FS = 2^n$;

$b_{n-1}, \dots, b_m, \dots, b_0$ – współczynniki określające stany poszczególnych bitów; dla stanu niskiego: $b_m^0 = 0$, dla stanu wysokiego: $b_m^1 = 1$;

n – liczba bitów, zwana rozdzielczością przetwornika cyfrowo-analogowego.

Charakterystyka idealna jest opisywana punktami, które podają wartości względne sygnału wyjściowego odpowiadające wartościom wejściowego sygnału

cyfrowego. Miarą wartości względnej sygnału wyjściowego we wzorze (3.55) jest wartość kwantu LSB stanowiącego wartość najmniej znaczącego bitu $b_0^1 = 1$.



Rys. 3.26. Charakterystyka idealna przetwornika cyfrowo-analogowego

Na rys. 3.26 przedstawiono charakterystykę idealną przetwornika cyfrowo-analogowego zaznaczoną punktami. Jest to charakterystyka przykładowa przetwornika o trzech bitach, a więc dotyczy ośmiu wartości sygnału cyfrowego: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. Należy zauważyć, że w przetwornikach cyfrowo-analogowych pełny zakres $FS = 2^n$ nie jest realizowalny. Maksymalna wartość sygnału wyjściowego mierzona jako wielokrotność LSB wynosi $2^n - 1 = FS - LSB$.

W fizycznie wykonywanych przetwornikach cyfrowo-analogowych realizacja wartości poszczególnych stanów bitów od b_0 do b_{n-1} odbiega od wartości wymaganych teoretycznie, to jest dla poziomu niskiego $b_m^0 = 0$ oraz dla poziomu wysokiego $b_m^1 = 1$. Rzeczywiste wartości tych bitów obciążone są błędami, które dla kolejnego bitu „m” można opisać w sposób następujący:

$$b_{mr}^0 = \delta_{bmo} \quad (3.56)$$

$$b_{mr}^1 = 1 + \delta_{bm1}. \quad (3.57)$$

Nietrudno zauważyć, że przy realizacji punktu początkowego (0000...0) charakterystyki rzeczywistej przetwornika, odchyłka od charakterystyki idealnej jest algebraiczną sumą błędów od „wszystkich zer bitów”, zgodnie ze wzorem:

$$\delta_0 = \sum_{m=0}^{m=n-1} \delta_{bmo} * \bar{b}_m^0 \quad (3.58)$$

gdzie $\bar{b}_m^0 = 1$ jest negacją $b_m^0 = 0$.

Podobnie przy realizacji punktu końcowego (1111...1) charakterystyki rzeczywistej przetwornika, odchyłka od charakterystyki idealnej jest sumą algebraiczną błędów od „wszystkich jedynek bitów”, zgodnie ze wzorem:

$$\delta_{\max} = \sum_{m=0}^{m=n-1} \delta_{bm1} * b_m^{-1} \quad (3.59)$$

gdzie $b_m^{-1} = 1$.

Na błędy charakterystyki rzeczywistej przetwornika wpływa wiele składników. W praktyce przyjmuje się do oceny charakterystyki następujące parametry:

- błąd przesunięcia zera (*offset*),
- błąd wzmocnienia zwany też błędem skalowania,
- błąd liniowości – niemonotoniczność charakterystyki,
- błąd nieliniowości całkowitej ΔINL zwany nieliniowością całkowitą (ang. *integral nonlinearity*), dokładnością względną (ang. *relative accuracy*), lub nieliniowością między punktami końcowymi (ang. *endpoint nonlinearity*), nieliniowość całkowita INL wyrażana jest wielokrotnością LSB, według wzoru: $\Delta INL = INL \cdot \text{LSB}$,
- błąd nieliniowości różniczkowej ΔDNL zwany też nieliniowością różnicową (ang. *differential nonlinearity*), nieliniowość różniczkowa DNL wyrażana jest wielokrotnością LSB, według wzoru: $\Delta DNL = DNL \cdot \text{LSB}$.

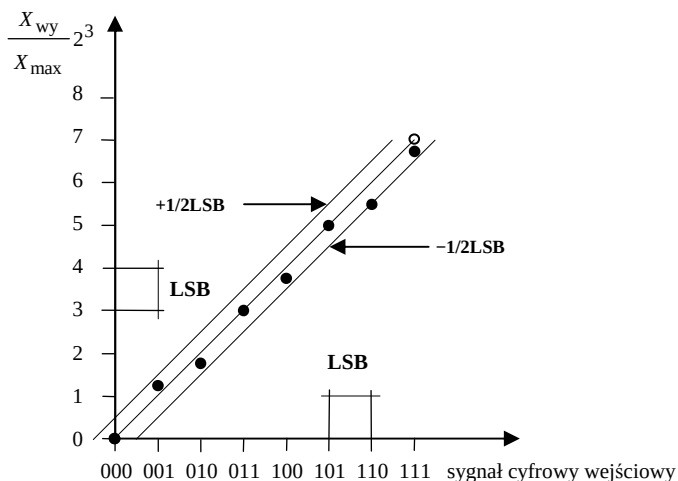
Na błąd przesunięcia zera przy zerowej wartości sygnału cyfrowego, oprócz odchyłki określonej wzorem (3.58) powodowanej sumą błędów realizacji wartości niskich (zerowych) wszystkich bitów przetwornika, ma także wpływ odpowiednie przesuwane zera wzmacniacza formującego wyjściowy sygnał przetwornika. Stosując w układzie wzmacniacza przetwornika cyfrowo-analogowego odpowiedni układ z nastawnym potencjometrem, umożliwiającym korektę przesunięcia zera wzmacniacza, uzyskuje się możliwość minimalizacji błędu przesunięcia zera całego przetwornika cyfrowo-analogowego.

Na błąd wzmocnienia przetwornika cyfrowo-analogowego obserwowany na końcu charakterystyki, przy maksymalnej wartości sygnału cyfrowego, oprócz odchyłki określonej wzorem (3.59) powodowanej sumą błędów realizacji wartości wysokich (jedynkowych) wszystkich bitów przetwornika, ma wpływ parametr wzmocnienia wzmacniacza formującego wyjściowy sygnał przetwornika. Stosując w układzie wzmacniacza przetwornika cyfrowo-analogowego odpowiedni układ z nastawnym potencjometrem, umożliwiającym korektę współczynnika wzmocnienia wzmacniacza, uzyskuje się możliwość minimalizacji błędu wzmocnienia całego przetwornika cyfrowo-analogowego.

Jednak po skorygowaniu na wartości minimalne błędu przesunięcia zera i błędu wzmocnienia przetwornika cyfrowo-analogowego, przy różnych pośrednich wartościach sygnału cyfrowego, wystąpią zauważalne błędy charakterystyki. Są to błędy nieliniowości wynikające z sumowania algebraicznego błędów realizacji wartości wysokich „jedynkowych” i wartości niskich „zerowych” stanów bitów opisanych wzorami (3.56) oraz (3.57).

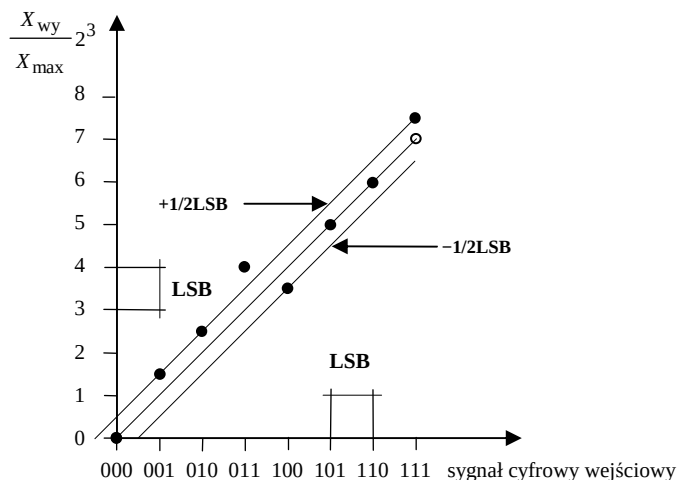
Na rys. 3.27 podano przykładową charakterystykę przetwornika rzeczywistego o trzech bitach, w którym dokonano skorygowania błędu przesunięcia zera. Na wykresie zaznaczono linią cienką charakterystykę idealną oraz dwoma równoległymi liniami zaznaczono przedział, w którym błąd nieliniowości nie odbiega o więcej niż $\pm \frac{1}{2} \text{LSB}$ od charakterystyki idealnej.

Jeżeli punkty charakterystyki rzeczywistej przetwornika cyfrowo-analogowego mieszczą się w pasie $\pm 1/2 \text{LSB}$ towarzyszącym charakterystyce idealnej, to dana charakterystyka jest monotoniczna.



Rys. 3.27. Charakterystyka monotoniczna przetwornika cyfrowo-analogowego

Charakterystyka monotoniczna cechuje się tym, że przy stopniowym wzroście sygnału cyfrowego co kwant równy 1 LSB, to żaden z tych wzrostów sygnału wyjściowego nie będzie ujemny. Oznacza to, że przy wzroście sygnału wejściowego w żadnym jej fragmencie nie wystąpi opadanie charakterystyki sygnału. W granicznym przypadku, gdy wzrost jest równy 0 LSB, co oznacza, że nie ma jeszcze opadania, sąsiednie punkty charakterystyki znajdują się na tym samym poziomie.



Rys. 3.28. Charakterystyka niemonotoniczna innego przetwornika cyfrowo-analogowego

Na rys. 3.28 podano przykładową niemonotoniczną charakterystykę innego przetwornika rzeczywistego o trzech bitach.

Błąd nieliniowości charakterystyki w tym przykładzie wykracza poza pasmo wynoszące $\pm\frac{1}{2}\text{LSB}$, wynikiem czego przy wzroście sygnału cyfrowego od 011 do 100 występuje opadanie sygnału wyjściowego. Co oznacza, że charakterystyka jest niemonotoniczna.

Zazwyczaj stosuje się dwie korekty przebiegu charakterystyki, odpowiednie zerowanie i odpowiednią nastawę wzmocnienia, na początkowy i końcowy punkt charakterystyki idealnej przetwornika.

W praktyce, przy pomiarze błędu nieliniowości całkowitej ΔINL , sprawdza się charakterystykę przetwornika i określa się największe odchylenie dodatnie lub największe odchylenie ujemne od charakterystyki idealnej przetwornika cyfrowo-analogowego, w którym dokonano zerowania i nastawy wzmocnienia na początkowy i końcowy punkt charakterystyki idealnej. Zgodnie z tą procedurą pomiaru definiuje się parametr nieliniowości całkowitej INL jako wielokrotność LSB.

Trzeba też zwrócić uwagę, że niektórzy producenci używają innej nazwy na określenie błędu nieliniowości całkowitej ΔINL . Nazywają ten parametr dokładnością względną (ang. *relative accuracy*, *absolute linearity*) lub nieliniowością między punktami końcowymi (ang. *endpoint nonlinearity*) [13]. Definiują go zgodnie z tym, jak został określony parametr ΔINL przy omawianiu pomiaru tego parametru w akapicie poprzednim.

Błąd nieliniowości różniczkowej ΔDNL [144], zwany też nieliniowością różnicową (ang. *differential nonlinearity*, *relative linearity*), jest równy zeru, jeżeli każde przejście do większej o jeden LSB bit wartości wejściowego sygnału cyfrowego daje zmianę sygnału wyjściowego dokładnie odpowiadającą też jednemu LSB. W przetworniku rzeczywistym o charakterystyce monotonicznej wzrost wartości cyfrowej o 1 LSB może spowodować wzrost sygnału wyjściowego odpowiadający wartości od 0 LSB do 2 LSB. Maksymalna wartość błędu nieliniowości różniczkowej dla przetwornika o charakterystyce monotonicznej może wynosić ± 1 LSB.

W przetworniku o charakterystyce niemonotonicznej maksymalna wartość błędu nieliniowości różniczkowej może być większa od +1 LSB lub też mniejsza od wartości -1 LSB.

Błędy od zmiany warunków pracy i warunków otoczenia

Na parametry przetworników cyfrowo-analogowych mają wpływ zmiany temperatury otoczenia oraz zmiany napięć zasilania stanowiące zmianę warunków pracy.

O parametrach przetwornika cyfrowo-analogowego decydują głównie takie elementy jak łączniki analogowe, sieć przełączanych rezystorów lub sieć przełączanych dzielników napięcia, sieć przełączanych źródeł prądowych, a także źródło analogowego sygnału odniesienia oraz wzmacniacz formujący sygnał wyjściowy. Na właściwości tych elementów mają wpływ zmiany temperatury otoczenia oraz zmiany napięć zasilania, co wywołuje błędy parametrów całego przetwornika. W specyfikacjach technicznych przetworników są zazwyczaj podawane parametry, które opisują czułość charakterystyk przetworników. Niżej podano określenia parametrów charakteryzujących wpływy zmian warunków otoczenia i zmian warunków pracy przetworników.

Współczynnik temperaturowy przesunięcia zera (ang. *offset temperature coefficient*) jest wyznaczany w punkcie kontrolnym charakterystyki o zerowej wartości cyfrowego sygnału wejściowego. Stanowi on różnicę wartości sygnału wyjściowego X_{0T2} w temperaturze T_2 i wartości sygnału wyjściowego X_{0T1} w temperaturze T_1 odniesioną do różnicy tych temperatur $T_2 - T_1$:

$$\delta X_{0T} = \frac{X_{0T2} - X_{0T1}}{T_2 - T_1} . \quad (3.60)$$

Współczynnik temperaturowy wzmocnienia (ang. *gain temperature coefficient*) jest wyznaczany w punkcie kontrolnym charakterystyki o nominalnej wartości cyfrowego sygnału wejściowego (wartość maksymalna realizowalna), po uprzednim skorygowaniu do zera wartości przesunięcia zera w obydwu temperaturach. Stanowi on różnicę wartości sygnału wyjściowego X_{nomT2} w temperaturze T_2 i wartości sygnału wyjściowego X_{nomT1} w temperaturze T_1 odniesioną do wartości nominalnej X_{nom} i do różnicy tych temperatur $T_2 - T_1$:

$$\delta X_{wzmT} = \frac{X_{nomT2} - X_{nomT1}}{X_{nom}(T_2 - T_1)} . \quad (3.61)$$

Wyznaczanie współczynników temperaturowych błędów nieliniowości całkowej i błędów nieliniowości różniczkowej jest bardzo kłopotliwe. Producenci przetworników cyfrowo-analogowych bardzo często deklarują, że przetwornik danego typu cechuje charakterystyka monotoniczna w pełnym zakresie zmian temperatury od T_{min} do T_{max} [13, 109, 153].

Należy zwrócić uwagę na to, że konstrukcja potencjometru cyfrowego i rezystora cyfrowego, stanowiących symulatory rezystancji, zawsze zapewnia monotoniczność charakterystyki, w pełnym zakresie zmiany temperatury, toteż producenci potencjometrów i rezystorów cyfrowych nie podają współczynników temperaturowych błędów nieliniowości [42, 44, 99, 103, 111]. Producenci ci deklarują monotoniczność charakterystyki w pełnym zakresie zmian temperatury otoczenia.

Bardzo często producenci podają błędy parametrów charakterystyk przetworników i deklarują, że są one spełnione zarówno przy zmianach temperatury otoczenia od T_{min} do T_{max} oraz przy zmianach napięć zasilania, np. w granicach: $\pm 5\%$ lub $\pm 10\%$ lub nawet w zakresie od 2,7 V do 5,5 V ($\pm 25\%$) [42, 153].

Czasami [13, 109] spotyka się określenie współczynnika tłumienia wpływu zmian napięcia zasilania na wzmocnienie charakterystyki przetwornika (ang. *power supply rejection*). Jest to iloraz procentowej zmiany wzmocnienia charakterystyki $100\Delta X/X_{nom}$ i procentowej zmiany napięcia zasilania $100\Delta U_z/U_z$, która spowodowała zmianę wzmocnienia według wzoru:

$$WTNZ = \frac{100 \frac{\Delta X}{X_{nom}}}{100 \frac{\Delta U_z}{U_z}} \left[\frac{\%}{\%} \right] \quad (3.62)$$

W przykładowych scalonych przetwornikach cyfrowo-analogowych współczynnik ten kształtuje się w granicach od 0,01 %/% [13] do 0,2 %/% [109].

3.4.2. Właściwości dynamiczne przetworników cyfrowo-analogowych

W licznych publikacjach [75, 81, 97, 144] wymieniane są charakterystyczne parametry dynamiczne przetworników. Są to: największa szybkość narastania sygnału wyjściowego, czas ustalania się odpowiedzi przetwornika, różne błędy zakłóceń oraz maksymalna częstotliwość przetwarzania przetwornika.

Szybkość narastania sygnału wyjściowego w przetwornikach o wyjściowym sygnale napięciowym lub sygnale prądowym jest zależna od właściwości wzmacniacza formującego sygnał wyjściowy. W potencjometrach cyfrowych i rezystorach cyfrowych, z reguły nie stosujących wzmacniaczy wyjściowych, parametr ten nie bywa definiowany, a jest zastępowany określeniem czasu ustawienia suwaka.

Szybkość narastania sygnału wyjściowego (ang. *slew rate*) jest ustalana przy skokowym wzroście cyfrowego sygnału wejściowego o najbardziej znaczący bit MSB, stanowi ona największą stromość wzrostu chwilowej wartości sygnału wyjściowego napięciowego lub prądowego w czasie:

$$SR = \max \left| \frac{d X_{wy}}{d t} \right| \quad (3.63)$$

Przy napięciowym sygnale wyjściowym parametr ten mierzony jest w V/μs. Przy bardzo szybkich przetwornikach cyfrowo-analogowych występują bezpośrednie różnicowe wyjścia prądowe bez wykorzystania spowalniającego wzmacniacza. Dla takich przetworników [107] nie jest podawany prądowy parametr SR.

Czas ustalania się odpowiedzi przetwornika jest określany przy skokowym wzroście wejściowego sygnału cyfrowego od zera do wartości nominalnej (np. wszystkie bity zmieniają się od 000...000 do 111...111). Zazwyczaj czas ustalania się odpowiedzi stanowi przedział czasu, po którym sygnał wyjściowy ustali się wewnątrz zakresu ograniczonego do $\pm \frac{1}{2} \text{LSB}$ wartości nominalnej. Dla przetworników o dużej rozdzielczości, dopuszczalny zakres dojścia do wartości nominalnej przyjmuje się też, jako określony procent wartości nominalnej np. $\pm 0,5 \%$, $\pm 0,2 \%$, $\pm 0,025 \%$. Jest to wygodniejsze przy pomiarach tego parametru.

Dla potencjometrów cyfrowych i rezystorów cyfrowych, oprócz terminu czasu ustalania się odpowiedzi, stosowany bywa równoważny termin, określania czasu ustawienia suwaka, definiowany tak jak to podano w poprzednim akapicie.

Należy zwrócić uwagę na zjawisko pojawiania się w sygnale wyjściowym zakłóceń, zwanych szpilekowymi, przy przełączaniu wejściowego sygnału cyfrowego. Amplitudy zakłóceń szpilekowych dochodzą do wartości najbardziej znaczącego bitu MSB, a wynikają one z opóźnień przełączania kolejnych wartości bitów.

Zakłócenie szpilekowe (ang. *glitch impulse*) jest badane przy cyklicznym skokowym przełączaniu wejściowego sygnału cyfrowego ze stanu samych zer (000...000) do stanu samych jedynek (111...111) i stanowi ono pole powierzchni (całka po czasie) tego impulsu w krótkim czasie jego trwania.

W przypadku sygnału wyjściowego napięciowego miarą zakłócenia szpilekowego jest pole powierzchni impulsu szpilekowego wyrażone w pikowoltach razy sekunda [pVs].

Przy sygnale wyjściowym prądowym miarą zakłócenia szpilkowego jest pole powierzchni impulsu szpilkowego wyrażone w pikoamperach razy sekunda, które są równoważne pikokulombom [pC]. Miara ta dotyczy, także bardzo szybkich przetworników cyfrowo-analogowych o różnicowych wyjściach prądowych na dwa rezystory obciążenia, zazwyczaj o wartości 50 Ω . W takim przypadku od zakłócenia dodatniego odejmuje się zakłócenie ujemne, gdyż jest to wyjście różnicowe.

Opisywany bywa [13, 81, 109] inny rodzaj zakłóceń w przetwornikach cyfrowo-analogowych. W przetwornikach tych, posiadających wejście zewnętrznego sygnału referencyjnego, występuje zjawisko przenikania (ang. *feedthrough*) zmiennego napięcia sygnału referencyjnego na wyjście sygnału analogowego. Przenikanie to wynika z pojemności szcztkowej między wejściem referencyjnym, a wejściem wewnętrznego wzmacniacza wyjściowego przetwornika.

Błąd efektu mnożącego przenikania (ang. *multiplying feedthrough error*) jest wyznaczany przy wartości zerowej cyfrowego sygnału wejściowego, przy nominalnej wartości referencyjnego sinusoidalnego napięcia V_{REF} o umownej wartości częstotliwości f_{REF} . Częstotliwość ta odgrywa decydującą rolę, gdyż błąd efektu mnożącego przenikania jest proporcjonalny do tej częstotliwości. Błąd ten jest mierzony wartością międzyszczytową składowej zmiennej o częstotliwości f_{REF} zawartej w analogowym sygnale wyjściowym przetwornika.

Przykładowo można podać, że dla przetworników AD7845 [13] oraz MX7845 [109] błąd efektu mnożącego przenikania napięcia referencyjnego jest wyznaczany przy sinusoidalnym napięciu referencyjnym o amplitudzie 10 V oraz o częstotliwości 10 kHz i wynosi 5 mV_{pp} napięcia międzyszczytowego.

Dalszym rodzajem zakłóceń w przetwornikach cyfrowo-analogowych, posiadających wejście zewnętrznego sygnału referencyjnego, jest błąd przenikania sygnału cyfrowego (ang. *digital feedthrough error*). Błąd ten jest wyznaczany przy zerowej wartości sygnału referencyjnego $V_{REF} = 0$, oraz przy cyklicznych skokowych zmianach cyfrowego sygnału wejściowego, od wartości zerowej (000...000) do wartości nominalnej (111...111). Miarą wartości błędu przenikania sygnału cyfrowego jest pole (całka po czasie) impulsu pojawiającego się na wyjściu analogowym przetwornika o krótkim czasie jego trwania.

Przykładowo można podać, że dla przetworników DAC121C085 [153] błąd przenikania sygnału cyfrowego wynosi 500 pVs (pikowoltosekund). Przetworniki te pracują przy częstotliwości zegarowej od 400 kHz do 3,4 MHz, a ich czas ustalania się odpowiedzi wynosi 8,5 μ s.

Ważnym charakterystycznym parametrem dynamicznym przetworników cyfrowo-analogowych jest maksymalna częstotliwość przetwarzania. Stanowi ona największą liczbę przetworzeń cyfrowo analogowych, w czasie jednej sekundy, przy której przetwornik zachowuje swoje parametry w zakresie dokładności.

Największa częstotliwość przetwarzania nie może być większa od wynikającej z odwrotności czasu ustalania odpowiedzi danego przetwornika. Maksymalna częstotliwość przetwarzania podawana jest w MHz, ale częściej w milionach przetworzeń na sekundę MSPS (ang. *megasamples per second*). W praktyce producenci dla wolnych przetworników cyfrowo-analogowych zwanych precyzyjnymi (rozdzielczość 10–16 bitów) podają parametr czasu ustalania się odpowiedzi, a dla szybkich przetworników podają maksymalną częstotliwość przetwarzania.

3.4.3. Przegląd parametrów wybranych przetworników cyfrowo-analogowych

Do oceny statycznej charakterystyki rzeczywistej przetworników stosowane są następujące parametry [75]:

- rozdzielczość (liczba bitów przetwornika) n ,
- błąd przesunięcia zera ΔX_0 (ang. *offset*),
- błąd wzmocnienia ΔK (ang. *gain error*),
- błąd nieliniowości całkowej ΔINL (ang. *relative accuracy, absolute linearity*).

Najlepsze przetworniki cyfrowo-analogowe to te, które charakteryzuje największa rozdzielczość n oraz najmniejszy błąd nieliniowości całkowej ΔINL , gdyż błąd zera i błąd wzmocnienia można strojeniem usunąć. Należy zwrócić uwagę, że przy analizie błędu nieliniowości przetworników o różnej rozdzielczości n , należy parametr ΔINL przeliczać na wartości względne wyrażane w ppm – częściach milionowych pełnego zakresu przetwornika cyfrowo-analogowego według wzoru:

$$\Delta INL = INL \cdot LSB = INL \cdot 2^{-n}, \quad (3.64)$$

gdzie: INL – nieliniowość całkowita jako wielokrotność najmniej znaczącego bitu, LSB – wartość najmniej znaczącego bitu równa 2^{-n} .

Jest sprawą oczywistą, że wymagania dotyczące rozdzielczości i błędu nieliniowości charakterystyki zależą od wymagań dokładności w danym zastosowaniu przetwornika cyfrowo-analogowego. Toteż w zastosowaniach o wymaganej dokładności lepszej niż 1000 ppm (0,1 %) można z powodzeniem stosować przetworniki cyfrowo-analogowe o rozdzielczości 14 bitów lub wyższej. Dlatego przegląd parametrów dotyczy przetworników monolitycznych o najlepszej liniowości, o rozdzielczości 14, 16, 18 do 20 bitów (o wyższej rozdzielczości przetworniki monolitycznie nie są oferowane).

Poszczególne przetworniki o różnej rozdzielczości mogą posiadać kilka typów interfejsu sygnału cyfrowego wejściowego oraz mogą być przystosowane do realizacji różnych zakresów analogowego sygnału wyjściowego napięciowego lub prądowego. Oczywiście przetworniki są produkowane w różnych rodzajach obudów, przy czym dominują obudowy miniaturowe przystosowane do montażu powierzchniowego. Stąd wynika bardzo liczna liczba typów przetworników oferowanych przez współczesnych producentów.

Ze zbioru liczącego wiele typów przetworników, autor wyselekcjonował kilkadziesiąt typów przetworników kilku firm i przedstawił je w tabelach. Przetworniki te charakteryzuje największa rozdzielczość n oraz najmniejsze błędy nieliniowości charakterystyki.

Tabele zostały podzielone na dwie grupy uzależnione od rodzaju interfejsu sygnału cyfrowego wejściowego. W pierwszej grupie przedstawione zostały przetworniki o wejściowym interfejsie sterującym szeregowym kompatybilnym z interfejsami SPI, QSPI, Microwire oraz DSP. W drugiej grupie przedstawione zostały przetworniki o równoległym sygnale cyfrowym sterującym. Przegląd mniej dokładnych przetworników o interfejsie I²C podaje literatura [75].

W tabeli 3.5. Część 1 oraz Część 2 zostały przedstawione wybrane, najlepsze pod względem dokładności, przetworniki cyfrowo-analogowe o wejściowym interfejsie szeregowym kompatybilnym z interfejsem SPI.

Tab. 3.5. Część 1. Parametry wybranych przetworników cyfrowo-analogowych o wejściowym interfejsie szeregowym kompatybilnym z interfejsem SPI

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Typ układu Uwaga Firma [Pozycja bibliografii]	Zakres sygnału na wyjściu U V I mA (liczba kanałów wyjścia)	Liczba bitów n	Błąd nieliniowości różniczkowej ΔDNL typ. (maks.) ppm	Błąd nieliniowości całkowitej ΔINL typ. (maks.) ppm	Błąd przesunięcia zera ΔX_0 typ. (maks.) mV nA	Błąd wzmacnienia ΔK dla U lub dla I typ. (maks.)	Czas ustalania odpowiedzi τ_{odp} μ s (maksymalna częstotliwość przetwarzania MCPS) MHz	Napięcia zasilania $\pm U_z$ V	Prąd zasilania $\pm I_z$ typ. (maks.) mA lub μ A
AD5791B Uwaga ¹⁾ Analog Devices [3]	U 0V...10V -10V...+10V kanał (1)	20	$\pm 0,5$ ppm (± 1 ppm) DNL = (± 1 LSB)	$\pm 0,25$ ppm (± 1 ppm)	dla $U=10V$ $\pm 0,1$ ppm= $\pm 0,001$ mV (± 7 ppm)= ($\pm 0,070$ mV)	dla $U=10V$ $\pm 0,3$ ppm= $\pm 0,003$ mV (± 6 ppm)= ($\pm 0,06$ mV)	1 μ s	od $\pm 12,5V$ do $\pm 16,5V$ od $+2,7V$ do $+5,5V$	+4,2mA -4,0mA (+5,2mA) (-4,9mA) +0,6mA (+0,9mA)
AD5781B Uwaga ¹⁾ Analog Devices [20]	U 0V...10V -10V...+10V kanał (1)	18	± 1 ppm (± 2 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 1 ppm (± 2 ppm)	dla $U=10V$ $\pm 0,1$ ppm= $\pm 0,001$ mV (± 7 ppm)= ($\pm 0,07$ mV)	dla $U=10V$ $\pm 0,3$ ppm= $\pm 0,003$ mV (± 6 ppm)= ($\pm 0,06$ mV)	1 μ s	od $\pm 12,5V$ do $\pm 16,5V$ od $+2,7V$ do $+5,5V$	+4,2mA -4 mA (+5,2mA) (-4,9mA) +0,6mA (+0,9mA)
AD5541A wersja B Uwaga ¹⁾ Analog Devices [5]	U 0V...+2V 0V...+5V kanał (1)	16	± 8 ppm (± 15 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 8 ppm (± 15 ppm)	dla $U=2V$ ± 5 ppm= $\pm 0,01$ mV (± 10 ppm)= ($\pm 0,02$ mV)	dla $U=2V$ ± 8 ppm= $\pm 0,02$ mV (± 31 ppm)= ($\pm 0,06$ mV)	1 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+125 μ A (+150 μ A)
AD5062B Analog Devices [11]	U 0V...+2V 0V...+4V kanał (1)	16	± 8 ppm (± 15 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 8 ppm (± 15 ppm)	dla $U=4V$ ± 6 ppm= $\pm 0,025$ mV (± 12 ppm)= ($\pm 0,05$ mV)	dla $U=4V$ ± 100 ppm= $\pm 0,4$ mV (± 200 ppm)= ($\pm 0,8$ mV)	4 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+0,65mA (+0,70mA)
AD5066B Analog Devices [12]	U 0V...+2V 0V...+4V kanały (4)	16	± 3 ppm (± 15 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 8 ppm (± 15 ppm)	dla $U=4V$ ± 12 ppm= $\pm 0,05$ mV (± 25 ppm)= ($\pm 0,1$ mV)	dla $U=4V$ ± 50 ppm= $\pm 0,2$ mV (± 500 ppm)= (± 2 mV)	12 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+2,5mA (+3mA)
LTC2756A Uwaga ¹⁾ Linear Technology [92]	0V...5V 0V...10V -2,5V...7,5V $\pm 2,5V$ $\pm 5V$ $\pm 10V$ kanał (1)	18	± 1 ppm (± 4 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 2 ppm (± 4 ppm)	dla $U=5V$ ± 10 ppm= $\pm 0,05$ mV (± 64 ppm)= ($\pm 0,3$ mV)	dla $U=5V$ ± 20 ppm= $\pm 0,1$ mV (± 112 ppm)= ($\pm 0,6$ mV)	2,1 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+0,5 μ A (+1 μ A)
LTC2758A Uwaga ¹⁾ Linear Technology [94]	0V...5V 0V...10V -2,5V...7,5V $\pm 2,5V$ $\pm 5V$ $\pm 10V$ kanały (2)	18	± 1 ppm (± 4 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 2 ppm (± 4 ppm)	dla $U=5V$ ± 4 ppm= $\pm 0,02$ mV (± 100 ppm)= ($\pm 0,5$ mV)	dla $U=5V$ ± 24 ppm= $\pm 0,12$ mV (± 130 ppm)= ($\pm 0,6$ mV)	2,1 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+0,5 μ A (+2 μ A)
LTC1595A Uwaga ¹⁾ Linear Technology [88]	-10V...+10V kanał (1)	16	± 3 ppm (± 15 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 4 ppm (± 15 ppm)	dla $U=10V$ (± 31 ppm)= ($\pm 0,15$ mV)	dla $U=10V$ ± 45 ppm= $\pm 0,45$ mV (± 240 ppm)= ($\pm 2,4$ mV)	1 μ s	od $+4,5V$ do $+5,5V$	+1,5 μ A (+10 μ A)
LTC 2642A-16 Uwaga ¹⁾ Linear Technology [96]	0V...2V 0V...5V kanał (1)	16	± 8 ppm (± 15 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 8 ppm (± 15 ppm)	dla $U=5V$ (± 31 ppm)= ($\pm 0,15$ mV)	dla $U=5V$ ± 31 ppm= $\pm 0,15$ mV (± 77 ppm)= ($\pm 0,4$ mV)	1 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+120 μ A (+200 μ A)
LTC 2754-16 Uwaga ¹⁾ Linear Technology [90]	0V...5V 0V...10V -2,5V...7,5V $\pm 2,5V$ $\pm 5V$ $\pm 10V$ kanały (4)	16	± 3 ppm (± 15 ppm) DNL = (± 1 LSB)	± 6 ppm (± 15 ppm)	dla $U=5V$ ± 15 ppm= $\pm 0,08$ mV (± 122 ppm)= ($\pm 0,6$ mV)	dla $U=5V$ ± 31 ppm= $\pm 0,15$ mV (± 180 ppm)= ($\pm 0,9$ mV)	2 μ s	od $+2,7V$ do $+5,5V$	+0,5 μ A (+1 μ A)

¹⁾ Producent zaleca dodatkowy wzmacniacz do sygnału wyjściowego i ew. sygnału referencyjnego.

Tab. 3.5. Część 2. Parametry wybranych przetworników cyfrowo-analogowych o wejściowym interfejsie szeregowym kompatybilnym z interfejsem SPI

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Typ układu Uwaga Firma [Pozycja bibliografii]	Zakres sygnału na wyjściu U V I mA (liczba kanałów wyjścia)	Liczba bitów n	Błąd nielinowości różniczkowej ΔDNL typ. (maks.) ppm	Błąd nielinowości całkowitej ΔINL typ. (maks.) ppm	Błąd przesunięcia zera ΔX_0 typ. (maks.) mV nA	Błąd wzmacnienia ΔK dla U lub dla I typ. (maks.)	Czas ustalania odpowiedzi τ_{odp} μs (maksymalna częstotliwość przetwarzania MCPS) MHz	Napięcia zasilania $\pm U_z$ V	Prąd zasilania $\pm I_z$ typ. (maks.) mA lub μA
DAC9881SB Uwaga ²⁾ Texas Instruments [157]	U 0V...+1,25V 0V...5V kanał (1)	18	± 2 ppm (± 4 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	± 4 ppm (± 8 ppm)	dla $U=5V$ (± 128 ppm)= ($\pm 0,64\text{mV}$)	dla $U=5V$ ± 64 ppm= $\pm 0,32\text{mV}$ (± 128 ppm)= ($\pm 0,64\text{mV}$)	5 μs	od +4,75V do +5,5V zasilanie cyfrowe: +1,8V +3V +5V	+0,85mA (+1,5mA) +1 μA (+10 μA)
DAC8831IC Uwaga ¹⁾ Texas Instruments [31]	U 0V...+2,5V kanał (1)	16	± 8 ppm (± 15 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	± 8 ppm (± 15 ppm)	dla $U=2,5V$ (± 31 ppm)= ($\pm 0,075\text{mV}$)	dla $U=2,5V$ (± 107 ppm)= ($\pm 0,26\text{mV}$)	1 μs	od +2,7V do +5,5V	+5 μA (+20 μA)
DAC8871B Uwaga ¹⁾ Texas Instruments [156]	U 0V...+10V kanał (1)	16	± 4 ppm (± 15 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	± 11 ppm (± 15 ppm)	dla $U=10V$ ± 15 ppm= $\pm 0,15\text{mV}$ (± 61 ppm)= ($\pm 0,6\text{mV}$)	dla $U=10V$ ± 8 ppm= $\pm 0,08\text{mV}$ (± 31 ppm)= ($\pm 0,31\text{mV}$)	1 μs	od +13,5V typ. $\pm 15V$ do +19,8V zasilanie cyfrowe: od +2,7V do +5,5V	+0,01 μA (+2 μA) +3 μA (+10 μA)
DAC8814C Uwaga ¹⁾ Texas Instruments [30]	I 0mA...+2mA min. do +1,6mA maks. do +2,5mA dla $U_{REF}=10V$ kanały (4)	16	(± 15 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	(± 15 ppm)	dla $I=2\text{mA}$ (± 10 ppm)= ($\pm 20\text{nA}$)	dla $I=2\text{mA}$ ± 75 ppm= ± 150 nA (± 300 ppm)= (± 600 nA)	0,5 μs	od +2,7V do +5,5V	+2 μA (+5 μA)
MAX5318 Uwaga ²⁾ Maxim Integrated Products [100]	U 0 V...+5 V kanał (1)	18	(± 4 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	± 4 ppm ($\pm 8\text{ppm}$)	dla $U=5V$ (± 150 ppm)= ($\pm 0,75\text{mV}$)	dla $U=5V$ (± 150 ppm)= ($\pm 0,75\text{mV}$)	3 μs	od +2,7V do +5,5V ewent. dodatkowe napięcie ujemne: $-U_z$	(+10mA)
MAX5316 Uwaga ²⁾ Maxim Integrated Products [113]	U 0 V...2,5 V 0 V...4 V kanał (1)	16	± 4 ppm (± 15 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	$\pm 4\text{ppm}$ (± 15 ppm)	dla $U=4V$ ± 15 ppm= $\pm 0,06\text{mV}$ (± 290 ppm)= ($\pm 1,2\text{mV}$)	dla $U=4V$ ± 46 ppm= $\pm 0,18\text{mV}$	3 μs	nap. dod. od +2,7V do +5,5V napięcie ujemne: od -1,75V typ. -1,25V do 0V	+5,5mA (+7,5mA) (-1,75 mA) -1 mA)
MAX542A Uwaga ¹⁾ Maxim Integrated Products [114]	U 0V...2,5V kanał (1)	16	± 8 ppm (± 15 ppm) $DNL =$ (± 1 LSB)	± 8 ppm (± 15 ppm)	dla $U=2,5V$ (± 31 ppm)= ($\pm 0,08\text{mV}$)	dla $U=2,5V$ (± 150 ppm)= ($\pm 0,4\text{mV}$)	1 μs	od +4,75V do +5,25V	+0,3mA (+1,1mA)
MAX545A Uwaga ¹⁾ Maxim Integrated Products [115]	U 0V...+2,5V kanał (1)	14	± 9 ppm (± 55 ppm) $DNL =$ ($\pm 0,9$ LSB)	± 9 ppm (± 31 ppm)	dla $U=2,5V$ (± 244 ppm)= ($\pm 0,6\text{mV}$)	dla $U=2,5V$ (± 305 ppm)= ($\pm 0,76\text{mV}$)	1 μs	od +4,5V do +5,5V	+1,5 μA (+10 μA)

¹⁾ Producent zaleca dodatkowy wzmacniacz do sygnału wyjściowego unipolarnego i bipolarnego.

²⁾ Sygnał wyjściowy i referencyjny są wtórnikowane wewnętrznymi wzmacniaczami, więc nie są potrzebne dodatkowe wzmacniacze zewnętrzne.

W grupie 18 typów przetworników cyfrowo-analogowych (tab. 3.5), o wejściowym szeregowym interfejsie cyfrowym kompatybilnym z SPI, występuje tylko jeden typ o rozdzielczości 20 bitów [3]. Pozostałe charakteryzują się rozdzielczością 18, 16 i 14 bitów. Te przetworniki, w większości rozwiązań układowych, nie mają wewnętrznych wzmacniaczy do formowania sygnału wyjściowego ani do wtórnikowania sygnału referencyjnego. Co zapewnia znacznie lepsze dokładności oraz lepsze właściwości dynamiczne, a więc krótsze czasy ustalania odpowiedzi.

Jednak nowe typy przetworników niektórych firm mają wewnętrzne wzmacniacze w strukturze monolitycznej do wymienionych celów [100, 113, 157], czym chwalą się producenci, że nie wymagają one dodatkowych wzmacniaczy. Jak widać z danych w tabeli 3.5, jest to okupione pogorszeniem właściwości dynamicznych.

W omawianej grupie występują przeważnie przetworniki o sygnale wyjściowym prądowym i układy te zawierają wewnętrzne rezystory umożliwiające, z dodatkowym wzmacniaczem, realizację sygnału wyjściowego napięciowego.

Większość przetworników jest jednokanałowych (1), ale w grupie tej występują przetworniki dwukanałowe (2) [94] oraz czterokanałowe (4) [30, 90].

Wszystkie typy przetworników mają charakterystyki monotoniczne, gdyż ich nieliniowość różniczkowa DNL nie przekracza wartości ± 1 LSB.

Dla przedstawionych przetworników wartości maksymalnych błędów nieliniowości całkowitej ΔINL zawarte są w granicach od $(\pm 1 \text{ ppm})$ [3] do $(\pm 31 \text{ ppm})$ dla przetwornika 14-bitowego [115].

Wartości maksymalnych błędów przesunięcia zera ΔX_0 zawarte są w granicach od $(\pm 7 \text{ ppm})$ [3, 20], do $(\pm 290 \text{ ppm})$ dla przetwornika 16-bitowego [113].

Wartości maksymalnych błędów wzmocnienia ΔK zawarte są w granicach od $(\pm 6 \text{ ppm})$ [3, 20], do $(\pm 500 \text{ ppm})$ dla przetwornika czterokanałowego, 16-bitowego [12]. Dokumentacje producentów podają schematy, jak minimalizować powyższe błędy przesunięcia zera oraz błędy wzmocnienia przetworników.

Wartość najmniejszego czasu ustalania odpowiedzi τ_{odp} to $0,5 \mu\text{s}$ [30], a najdłuższego czasu ustalania odpowiedzi to $12 \mu\text{s}$ [12].

Napięcia zasilania przetworników to napięcia bipolarne $\pm 15 \text{ V}$ oraz unipolarne o wartościach $+5 \text{ V}$ i $+3 \text{ V}$. Przetworniki o największej dokładności wymagają osobnych doprowadzeń napięć zasilania obwodów analogowych oraz obwodów cyfrowych. Nieliczne typy przetworników wymagają dodatkowych ujemnych napięć zasilania obwodów cyfrowych [100, 113].

Warto zauważyć, że przetworniki które nie zawierają wewnętrznych wzmacniaczy analogowych do formowania sygnału wyjściowego [88] dopuszczające zewnętrzny sygnał referencyjny o wartości nawet od -25 V do $+25 \text{ V}$, pracują prawidłowo przy napięciu zasilania $+5 \text{ V}$. Napięcie to służy do zasilania układów cyfrowych oraz układów przełączających pracujących w polu niskich napięć od zera sygnałowego.

Prądy zasilania przetworników mieszczą się w szerokim zakresie od (10 mA) [100] do bardzo małych wartości $(1 \mu\text{A})$ [90, 92]. Takie małe prądy występują w przetwornikach niestosujących wewnętrznych wzmacniaczy sygnału wyjściowego i sygnału referencyjnego.

W tabeli 3.6 zawarto przegląd parametrów najdokładniejszych przetworników cyfrowo-analogowych o interfejsie równoległym sterowania cyfrowego.

Tab. 3.6. Część 1. Parametry wybranych przetworników cyfrowo-analogowych o wejściowym interfejsie równoległym sterowania cyfrowego

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Typ układu Uwaga Firma [Pozycja bibliografii]	Zakres sygnału na wyjściu U V I mA (liczba kanałów wyjścia)	Liczba bitów n	Błąd nieliniowości różniczkowej ΔDNL typ. (maks.) ppm	Błąd nieliniowości całkowitej ΔINL typ. (maks.) ppm	Błąd przesunięcia zera ΔX_0 typ. (maks.)	Błąd wzmocnienia ΔK dla U lub dla I typ. (maks.)	Czas odpowiedzi τ_{odp} μ s (maksymalna częstotliwość przetwarzania MCPS) MHz	Napięcia zasilania $\pm U_z$ V	Prąd zasilania $\pm I_z$ typ. (maks.) mA lub μ A
AD5546C Uwaga ¹⁾ Analog Devices [9]	wyjście I -2mA...+2mA są rezystory na zakresy: 0V...-10V 0V...+10V ±10V kanał (1)	16	±5 ppm (±15 ppm) DNL=(±1 LSB)	±9 ppm (±15 ppm)	dla pełnego zakresu 4mA·5kΩ=20V ±50 ppm=±1mV (±125 ppm)=(±2,5 mV)	dla pełnego zakresu 4mA·5kΩ=20V ±50 ppm=±1 mV (±200 ppm)=(±4 mV)	0,5 μ s	od 2,7V typ. 5V do 5,5V	(+10 μ A)
AD5547C Uwaga ¹⁾ Analog Devices [10]	wyjście I -2mA...+2mA są rezystory na zakresy: 0V...-10V 0V...+10V ±10V kanały (2)	16	±5 ppm (±15 ppm) DNL=(±1 LSB)	±8 ppm (±15 ppm)	dla pełnego zakresu 4mA·5kΩ=20V ±50 ppm=±1mV (±150 ppm)=(±3 mV)	dla pełnego zakresu 4mA·5kΩ=20V ±50 ppm=±1 mV (±200 ppm)=(±4 mV)	0,5 μ s	od 2,7V typ. 5V do 5,5V	+2 μ A (+10 μ A)
AD669B Uwaga ²⁾ Analog Devices [14]	wyjście U 0V...+10V ±10 V kanał (1)	16	(±15 ppm) DNL=(±1 LSB)	(±31 ppm)	dla U=10V (±250 ppm)=(±2,5 mV)	dla U=10V (±1000ppm)=(±10 mV)	8 μ s	od ±13,5V typ. ±15V do ±16,5V zasilanie cyfrowe: od +4,5V do +5,5V	±12 mA (±18 mA) +3 mA (+7,5 mA)
AD9726 Uwaga ¹⁾ Uwaga ³⁾ Analog Devices [4]	wyjście I dwa wyjścia różnicowe na rezyst. 50Ω od -20mA do +20mA kanał (1)	16	±8 ppm (±15 ppm) DNL=(±1 LSB)	±15 ppm (±38 ppm)	dla pełnego zakresu 40mA·50Ω=2V ±30 ppm=±0,06 mV	dla pełnego zakresu 40mA·50Ω=2V ±30 ppm=±0,06 mV	10,5 ns (400 MCPS)	z. analog. 1: +3,3V±0,17V z. analog. 2: +2,5V±0,13V z. zegara: +2,5V±0,13V z. cyfrow. 1: +3,3V±0,17V z. cyfrow. 2: +2,5V±0,13V	+52 mA (+60 mA) +16 mA (+18 mA) +45 mA (+50 mA) +16 mA (+18 mA) +80 mA (+90 mA)
LTC2757A Uwaga ¹⁾ Linear Technology [93]	wyjście I są rezystory na zakresy 0V...5V 0V...10V -2,5V...7,5V ±2,5V ±5V ±10V kanał (1)	18	±2 ppm (±4 ppm) DNL=(±1 LSB)	±2ppm (±4ppm)	dla U=5V ±12 ppm=±0,06 mV (±96 ppm)=(±0,48 mV)	dla U=5V ±20 ppm=±0,1mV (±128 ppm)=(±0,64 mV)	2,1 μ s	od +2,7V typ. 5V do +5,5V	+0,5 μ A (+1 μ A)
LTC1597A Uwaga ¹⁾ Linear Technology [87]	wyjście I są rezystory na zakresy 0V...+10V 0V...-10V ±10V kanał (1)	16	±3 ppm (±15 ppm) DNL=(±1 LSB)	±5 ppm (±15 ppm)	dla U=10V (±122 ppm)=(±1,2 mV)	dla U=10V ±46 ppm=±0,5 mV (±245 ppm)=(±2,5 mV)	1 μ s	od +4,5V typ. +5V do +5,5V	(+10 μ A)
LTC1821A Uwaga ¹⁾ Linear Technology [89]	wyjście I są rezystory na zakresy 0V...+10V 0V...-10V ±10V kanał (1)	16	±3 ppm (±15 ppm) DNL=(±1 LSB)	±5 ppm (±15ppm)	dla U=10V ±8 ppm=±0,08 mV (±61 ppm)=(±0,6 mV)	dla U=10V ±122 ppm=±1,2 mV (±244 ppm)=(±2,4mV)	2 μ s	od ±4,5V typ. ±15V do ±16,5V zasilanie cyfrowe: od +4,5V do +5,5V	±4,5 mA (±7 mA) +1,5 μ A (+10 μ A)

¹⁾ Producent zaleca dodatkowy wzmacniacz do sygnału wyjściowego i ew. sygnałów referencyjnych.²⁾ Sygnał wyjściowy i referencyjny są przetwarzane wewnętrznymi wzmacniaczami, nie są potrzebne wzmacniacze dodatkowe.³⁾ Sygnał wejściowy równoległy o standardzie LVDS.

Tab. 3.6. Część 2. Parametry wybranych przetworników cyfrowo-analogowych o wejściowym interfejsie równoległym sterowania cyfrowego

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Typ układu Uwaga Firma [Pozycja bibliografii]	Zakres sygnału na wyjściu U V I mA (liczba kanałów wyjścia)	Liczba bitów n	Błąd nieliniowości różniczkowej ΔDNL typ. (maks.) ppm	Błąd nieliniowości całkowitej ΔINL typ. (maks.) ppm	Błąd przesunięcia zera ΔX_0 typ. (maks.)	Błąd wzmocnienia ΔK dla U lub dla I typ. (maks.)	Czas odpowiedzi τ_{odp} μ s (maksymalna częstotliwość przetwarzania MCPS) MHz	Napięcia zasilania $\pm U_z$ V	Prąd zasilania $\pm I_z$ typ. (maks.) mA lub μ A
LTC 2755A-16 Uwaga ¹⁾ Linear Technology [91]	wyjście I są rezystory na zakresy 0,5V...0,10V -2,5V...7,5V $\pm$ 2,5V, $\pm$ 5V $\pm$ 10V kanały (4)	16	$\pm$ 3 ppm ($\pm$ 15 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	$\pm$ 6 ppm ($\pm$ 15 ppm)	dla $U=10V$ $\pm$ 15 ppm= $\pm$ 0,15 mV ($\pm$ 122 ppm)= ($\pm$ 1,2 mV)	dla $U=10V$ $\pm$ 31 ppm= $\pm$ 0,3 mV ($\pm$ 184 ppm)= ($\pm$ 1,8 mV)	2 μ s	od +2,7V typ. 5V do +5,5V	+0,5 μ A (+1 μ A)
DAC8820IC Uwaga ¹⁾ Texas Instruments [154]	$I = \pm 1,66$ mA są rezystory na zakresy 0...-10V 0...+10V, $\pm$ 10V kanał (1)	16	$\pm$ 8 ppm ($\pm$ 15 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	$\pm$ 9 ppm ($\pm$ 15 ppm)	dla $U=10V$ $\pm$ 20 ppm= $\pm$ 0,2 mV ($\pm$ 77 ppm)= ($\pm$ 0,8 mV)	dla $U=10V$ $\pm$ 31 ppm= $\pm$ 0,3 mV ($\pm$ 245 ppm)= ($\pm$ 2,5 mV)	0,5 μ s	od +2,7V do +3,6V lub od 4,5V do 5,5V	+1 μ A (+2,5 μ A) +3 μ A (+5 μ A)
DAC8822QC Uwaga ¹⁾ Texas Instruments [155]	$I = \pm 2$ mA są rezystory na zakresy 0...-10V 0...+10V, $\pm$ 10V kanały (2)	16	$\pm$ 8 ppm ($\pm$ 15 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	$\pm$ 12 ppm ($\pm$ 15 ppm)	dla $U=10V$ $\pm$ 100 ppm= $\pm$ 1 mV ($\pm$ 300 ppm)= ($\pm$ 3 mV)	dla $U=10V$ $\pm$ 100 ppm= $\pm$ 1 mV ($\pm$ 400 ppm)= ($\pm$ 4 mV)	0,5 μ s	od +2,7V do +3,6V lub od 4,5V do 5,5V	+1 μ A (+3 μ A) +3 μ A (+6 μ A)
DAC715 Uwaga ²⁾ Texas Instruments [34]	U 0V...+10V kanał (1)	16	 ($\pm$ 15 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	 ($\pm$ 31 ppm)	dla $U=10V$ ($\pm$ 2000 ppm)= ($\pm$ 20 mV)	dla $U=10V$ ($\pm$ 1500 ppm)= ($\pm$ 15 mV)	6 μ s	od +11,4V typ. $\pm$ 15V do $\pm$ 16,5V	+13 mA -22 mA (+15 mA) (-25 mA)
DAC7744EC Uwaga ²⁾ Uwaga ⁴⁾ Texas Instruments [35]	wyjście U 0V...10V kanały (4)	16	$\pm$ 9 ppm ($\pm$ 15 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	$\pm$ 23 ppm ($\pm$ 46 ppm)	dla $U=10V$ $\pm$ 20 ppm= $\pm$ 0,2 mV ($\pm$ 500 ppm)= ($\pm$ 5 mV)	dla $U=10V$ $\pm$ 20 ppm= $\pm$ 0,2 mV ($\pm$ 500 ppm)= ($\pm$ 5 mV)	9 μ s	od +14,25V typ. $\pm$ 15V do $\pm$ 15,75V zasil. cyfr.: od +4,75V do +5,25V	+6 mA -5 mA +50 μ A
MAX5650 Uwaga ¹⁾ Uwaga ²⁾ Maxim Integrated Products [116]	$U=0V...+4V$ są rezystory do wzmacniania dla sygnału $\pm$ 4V kanał (1)	16	$\pm$ 8 ppm ($\pm$ 15 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	$\pm$ 12 ppm ($\pm$ 61 ppm)	dla $U=4V$ $\pm$ 6 ppm $\pm$ 0,02 mV ($\pm$ 20 ppm)= ($\pm$ 0,08 mV)	dla $U=4V$ $\pm$ 20 ppm $\pm$ 0,08 mV ($\pm$ 20 ppm)= ($\pm$ 0,6 mV)	2 μ s	od +4,75V typ. 5V do +5,25V	1 mA (+2 mA)
MX7535K Uwaga ¹⁾ Maxim Integrated Products [117]	$I=\pm 1,66$ mA są rezystory na zakresy 0V...-10V 0V...+10V kanał (1)	14	 ($\pm$ 61 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	 ($\pm$ 61 ppm)	dla zakresu 1,66mA*6k Ω =10 V ($\pm$ 15 ppm)= ($\pm$ 0,15 mV)	dla zakresu 1,66mA*6k Ω =10 V ($\pm$ 244 ppm)= ($\pm$ 2,4 mV)	0,8 μ s	od +11,4V do +15,75V nap. ujem.: od -0,5V -0,2V do 0V	(+4mA) (-500 μ A)
MX7538B Uwaga ¹⁾ Maxim Integrated Products [118]	$I=\pm 1,66$ mA są rezystory na zakresy 0V...-10V 0V...+10V kanał (1)	14	 ($\pm$ 61 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	 ($\pm$ 61 ppm)	dla zakresu 1,66mA*6k Ω =10 V ($\pm$ 15 ppm)= ($\pm$ 0,15 mV)	dla zakresu 1,66mA*6k Ω =10 V ($\pm$ 300 ppm)= ($\pm$ 3 mV)	0,8 μ s	od +11,4V do +15,75V nap. ujem.: od -0,5V -0,2V do 0V	(+4mA) (-500 μ A)
MX7841 Uwaga ²⁾ Maxim Integrated Products [119]	U 0V...+10V $\pm$ 10V kanałów (8)	14	$\pm$ 12 ppm ($\pm$ 61 ppm) $DNL=(\pm 1 \text{ LSB})$	$\pm$ 31 ppm ($\pm$ 120 ppm)	dla $U=10V$ $\pm$ 120 ppm= $\pm$ 1,2 mV ($\pm$ 500 ppm)= ($\pm$ 5 mV)	dla $U=10V$ $\pm$ 120 ppm= $\pm$ 1,2 mV ($\pm$ 500 ppm)= ($\pm$ 5 mV)	31 μ s	od +13,5V typ. $\pm$ 15V do $\pm$ 16,5V z. cyfrowe: od +4,75V do +5,25V	$\pm$ 8 mA ($\pm$ 10 mA) +23 μ A (+500 μ A)

¹⁾ Producent zaleca dodatkowy wzmacniacz do sygnału wyjściowego unipolarnego i bipolarnego.²⁾ Sygnał wyjściowy i referencyjny są przetwarzane wewnętrznymi wzmacniaczami, nie są potrzebne zewnętrzne wzmacniacze dodatkowe.⁴⁾ Dla niektórych zastosowań producent zaleca wtórnikowanie napięć referencyjnych dodatkowymi zewnętrznymi wzmacniaczami.

W grupie najlepszych przetworników cyfrowo-analogowych przedstawionych na tabeli 3.6, występuje tylko jeden typ o rozdzielczości 18 bitów [93]. Niektóre przetworniki nie mają wewnętrznych wzmacniaczy do formowania sygnału wyjściowego ani do wtórnikowania sygnału referencyjnego. Zapewnia to znacznie lepsze dokładności oraz lepsze właściwości dynamiczne.

Nowe typy przetworników niektórych firm mają wewnętrzne wzmacniacze w strukturze monolitycznej, więc nie wymagają one dodatkowych wzmacniaczy.

W omawianej grupie występują przeważnie przetworniki o sygnale wyjściowym prądowym i układy te zawierają wewnętrzne rezystory umożliwiające z dodatkowymi wzmacniaczami realizację sygnału wyjściowego napięciowego.

Przeważnie przetworniki są jednokanałowe (1), ale występują przetworniki dwukanałowe (2) [10, 155], czterokanałowe (4) [35, 91] i ośmiokanałowy (8) [119].

Wszystkie typy przetworników mają charakterystyki monotoniczne.

Dla przedstawionych w tablicach typów przetworników wartości maksymalnych błędów nieliniowości całkowitej ΔINL zawarte są w przedziale od (± 4 ppm) [93] do (± 120 ppm) dla przetwornika 14-bitowego ośmiokanałowego [119].

Wartości maksymalnych błędów przesunięcia zera ΔX_0 zawarte są w granicach od (± 15 ppm) [117, 118], do (± 2000 ppm) dla przetwornika 16-bitowego [34]. Producenci w dokumentacjach podają schematy umożliwiające eliminację błędów.

Wartości maksymalnych błędów wzmocnienia ΔK zawarte są w granicach od (± 128 ppm) [93], do (± 1500 ppm) dla przetwornika 16-bitowego [34]. Producenci podają schematy umożliwiające eliminację tych błędów.

Wartość najmniejszego czasu ustalania odpowiedzi τ_{odp} to 10,5 ns [4]. Jest to przetwornik bardzo szybki o wysokiej częstotliwości przetwarzania do 400 MHz. Pozostałe przetworniki charakteryzują znacznie dłuższe czasy ustalania odpowiedzi. Najkrótszy czas ustalania odpowiedzi to 0,5 μ s [9, 10, 154, 155], a najdłuższy czas ustalania odpowiedzi to 31 μ s przetwornika 14-bitowego, o 8 kanałach [119].

Napięcia zasilania przetworników to napięcia bipolarne ± 15 V oraz unipolarne o wartościach +5 V i +3 V. Przetworniki o największej dokładności wymagają osobnych doprowadzeń napięć zasilania obwodów analogowych i obwodów cyfrowych. Nieliczne typy przetworników wymagają dodatkowych ujemnych napięć zasilania obwodów cyfrowych [117, 118].

Warto zwrócić uwagę, że liczne typy przetworników niezawierających wewnętrznych wzmacniaczy analogowych do formowania sygnału wyjściowego [9, 10, 87, 154, 155], dopuszczają zewnętrzny sygnał referencyjny o wartościach: ± 18 V lub ± 25 V. Przetworniki te prawidłowo pracują przy napięciu zasilania +3 V lub +5 V. Napięcie to służy do zasilania układów cyfrowych oraz układów przełączających rezystory bitowe, które pracują w polu bardzo małych napięć w pobliżu napięcia zera sygnałowego.

Prądy zasilania przetworników mieszczą się w szerokim zakresie od 90 mA [4] do bardzo małych wartości (1 μ A) [91, 93]. Takie małe prądy występują w przetwornikach cyfrowo-analogowych, w których nie ma wewnętrznych wzmacniaczy sygnału wyjściowego i sygnału referencyjnego.

3.5. Rezystory dokładne

W symulatorach immitancji są stosowane rezystory dokładne, których dominującym parametrem jest rezystancja, a parametry elektryczne wynikające z przestrzennej realizacji tych rezystorów, takie jak szcztatkowa szeregową indukcyjność i równoległa pojemność są pomijalne.

Rezystory dokładne wykonywane są zazwyczaj w znormalizowanych klasach dokładności: 0,005, 0,01; 0,02; 0,05; 0,1; 0,25; 0,5; 1 [166]. Symbol klasy dokładności stanowi wyrażoną w procentach odchyłkę wartości rezystancji rezystora w stosunku do nominalnej wartości rezystancji określonej przez producenta. Z powodu bardzo małych wartości względnych tych odchyłek, często wyraża się je w milionowych częściach (ppm) ich względnej wartości odniesionej do wartości nominalnej. Przy czym $1 \text{ ppm} = 1 \cdot 10^{-6}$ wartości nominalnej.

Należy zwrócić uwagę, że klasa dokładności jest początkową dokładnością rezystora (ang. *initial resistance accuracy*) wykonanego przez producenta w chwili pełnego zakończenia procesu produkcji i mierzonego w warunkach określonych temperaturą odniesienia (zazwyczaj 25°C), przy niskiej wilgotności powietrza, oraz przy bardzo małej mocy wydzielanej w rezystorze powodującej znikome jego nagrzanie własne. Przeważnie producenci podają dodatkowe parametry tego typu rezystora takie jak stabilność rezystancji w czasie i współczynnik temperaturowy rezystancji od zmiany temperatury otoczenia oraz współczynnik wzrostu temperatury od nagrzania mocą wydzieloną w rezystorze.

Dla rezystorów bardzo wysokiej dokładności wartość nominalna rezystancji rezystora może być dowolna, wymagana przez użytkownika, wartość ta nie musi być wybierana z szeregu normalnego typu E24 do E192. Wartości nominalne rezystancji rezystorów mniej dokładnych (oczywiście wielokrotnie tańszych) zwanych „precision thin film resistors” np. typ MBB02007 [165] o tolerancjach 0,1 % i 0,25 % są dobierane o wartościach z szeregu E96 lub E192. Rezystory typu MRA Precision Metal Film Resistors [21] są dobierane o wartościach z szeregu E48 lub E96. Rezystory typu MF006 [143] są dobierane o wartościach nominalnych z szeregu E24 lub E96.

Stabilność rezystancji stanowi zdolność danego rezystora do utrzymywania stałej w czasie wartości jego rezystancji. Stabilność rezystancji to zmiana względna wartości rezystancji w ciągu określonego czasu. Przyjęto podawanie dla danego przedziału czasu warunków takich jak: warunki typowego składowania, lub przetrzymywanie w temperaturze podwyższonej do $T^{\circ}\text{C}$, lub przetrzymywanie w temperaturze podwyższonej oraz przy obciążeniu mocą P podaną w watach.

W związku z tym stosowany jest przykładowy zapis: stabilność w warunkach przechowywania w czasie roku nie przekracza $\pm 0,01 \text{ \%/rok}$ (ang. *Shelf Life Stability*), lub stabilność w warunkach obciążenia mocą $0,15 \text{ W}$ oraz w temperaturze 70°C w czasie 2000 h nie przekracza $0,05 \text{ \%/2000 h}$ (ang. *Load Life Stability*).

Trzeba zwrócić uwagę, że w końcowym procesie produkcji rezystorów dokładnych stosuje się odpowiedni proces stabilizowania wartości (ang. *post manufacturing operation PMO*) [163], zwany też sztucznym starzeniem rezystorów. Proces starzenia jest zabiegiem polegającym na cyklicznie powtarzanej obróbce cieplnej wytworzonego rezystora jeszcze przed jego końcowym wzorcowaniem, w celu usunięcia przyczyn, które mogłyby spowodować zmianę jego rezystancji.

Najlepsze obecnie oferowane rezystory jako wzorce wtórne rezystancji wykonywane specjalną technologią foliową przez firmę Vishay typu H Series [163] charakteryzują następujące parametry stabilności:

- zmiana rezystancji w czasie przechowywania rezystora przez sześć lat nie przekracza ± 2 ppm (bez narażania rezystora na podwyższoną wilgotność),
- w warunkach obciążenia mocą dopuszczalną w temperaturze otoczenia $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ po czasie 2000 godzin zmiana rezystancji nie przekracza ± 20 ppm.

Tanie rezystory precyzyjne typu MBB0207 [165] zwane „precision thin film resistors” o tolerancji $0,1\text{ }\%$ i współczynniku temperaturowym rezystancji nieprzekraczającym $25\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, obciążone mocą $0,11\text{ W}$, charakteryzują następujące parametry stabilności:

- po 1000 h pracy zmiana rezystancji nie przekracza ± 500 ppm ($\pm 0,05\text{ }\%$),
- po 8000 h pracy zmiana rezystancji nie przekracza ± 1000 ppm ($\pm 0,1\text{ }\%$),
- po 225 000 h (25 latach) pracy zmiana rezystancji nie przekracza ± 3000 ppm ($\pm 0,3\text{ }\%$).

Z różnych warunków pracy rezystora, które mają wpływ na rezystancję, należy wymienić temperaturę otoczenia oraz obciążenie mocą, która powoduje nagrzanie własne rezystora. Inne zmiany warunków pracy rezystora nie wykazują zauważalnych wpływów. Przykładowo można podać, że firma Vishay [163] dla rezystorów typu H Series na podstawie szacunku podaje, że wartość napięciowego współczynnika rezystancji określającego wpływ napięcia pracy rezystora na wartość jego rezystancji jest mniejsza niż $0,1\text{ ppm/V}$.

Wpływ zmiany temperatury otoczenia lub samonagrzania rezystora obciążonego mocą charakteryzuje temperaturowy współczynnik rezystancji TWR. Współczynnik ten określa względną zmianę rezystancji ΔR odniesioną do jej wartości R spowodowaną zmianą temperatury o ΔT według wzoru:

$$TWR = \frac{\Delta R}{R \Delta T} 10^6 [\text{ppm}/^{\circ}\text{C}]. \quad (3.65)$$

Trzeba podkreślić, że wartość współczynnika temperaturowego rezystancji zmienia się bardzo nieliniowo w funkcji temperatury i może zmieniać w funkcji temperatury znak dodatni na znak ujemny.

Materiał oporowy, poprawnie wykonany specjalną technologią foliową firmy Vishay dla rezystorów typu S Series [166], wykazuje maksymalną wartość rezystancji właściwej dla stopu typu C, lub minimalną wartość rezystancji właściwej dla stopu typu K w temperaturze około $25\text{ }^{\circ}\text{C}$. W zależności od typu stopu tego materiału, dla stopu typu C wartość tej rezystancji zmniejsza się w temperaturach zarówno obniżonych jak i podwyższonych od $25\text{ }^{\circ}\text{C}$, a dla stopu typu K wartość tej rezystancji zwiększa się w temperaturach zarówno obniżonych jak i podwyższonych od $25\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Rezystory oferowane przez firmę Vishay typu S Series charakteryzują następujące typowe wartości współczynników temperaturowych dla stopu typu C: od wartości $+2\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ do $-2\text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ w zakresie od $-55\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$, a w okolicy temperatury $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ współczynnik temperaturowy przyjmuje wartość zerową. Dla stopu typu K występują typowe wartości współczynników temperaturowych od

wartości $-1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ do $+1 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$ w zakresie od -55°C do $+125^{\circ}\text{C}$, a w okolicy temperatury 25°C współczynnik temperaturowy przyjmuje wartość zerową. Jednak maksymalny rozrzut tych współczynników dla obydwu stopów C i K, dla realnie produkowanych rezystorów jest taki sam i wynosi $\pm 2,5 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$.

Trzeba rozpatrzyć zjawisko samonagrzewania się rezystora dokładnego obciążonego mocą. Samonagrzewanie objawia się przyrostem temperatury rezystora oraz związaną z tym zmianą rezystancji zależną od temperaturowego współczynnika rezystancji. Przyrost temperatury zależy od konstrukcji i wymiarów rezystora. Parametrem charakteryzującym określony typ rezystora jest jego mocowy współczynnik temperatury określony wartością przyrostu temperatury ΔT na jednostkę mocy ΔP doprowadzonej do rezystora:

$$MWT = \frac{\Delta T}{\Delta P} [^{\circ}\text{C}/\text{W}]. \quad (3.66)$$

Biorąc pod uwagę równania (3.65) oraz (3.66) można wyliczyć względny przyrost rezystancji w częściach na milion (ppm) powodowany mocą obciążenia rezystora ΔP według wzoru:

$$\frac{\Delta R}{R} 10^6 = TWR MWT \Delta P. \quad (3.67)$$

Jeżeli klasę dokładności rezystora oznaczmy $kl(R)$ i będziemy ją wyrażać w ppm oraz założymy, że efekt samonagrzania rezystora nie wprowadza większej zmiany rezystancji niż 0,1 klasy dokładności rezystora, to dopuszczalną moc, jaką można obciążyć rezystor, można wyliczyć według wzoru:

$$\Delta P(0,1 kl) = \frac{0,1 kl(R)}{TWR MWT}. \quad (3.68)$$

Niektórzy producenci rezystorów dokładnych moc określoną wzorem (3.68) nazywają mocą znamionową rezystora dokładnego. Jest to zazwyczaj moc o kilka rzędów wielkości mniejsza od mocy maksymalnej dopuszczalnej dla rezystora dokładnego.

Przykładowo można podać dla rezystora typu H Series [163] o oznaczeniu VHP202, którego TWR wynosi $\pm 2 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, współczynnik MWT wynosi $333^{\circ}\text{C}/\text{W}$, przy założonej klasie dokładności 50 ppm (0,005 %), otrzyma się ze wzoru (3.68) wartość mocy znamionowej 7,5 mW.

Dla rezystora typu MF006BB [143], którego TWR wynosi $\pm 15 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$, a współczynnik MWT wynosi $145^{\circ}\text{C}/\text{W}$, to przy założonej klasie dokładności o wartości 1000 ppm (0,1 %), można wyliczyć ze wzoru (3.68) wartość mocy znamionowej 46 mW.

Należy podkreślić, że przy sprawdzaniu klasy dokładności rezystora dokładnego nie można przekroczyć wartości mocy wydzielanej w rezystorze, wyliczonej ze wzoru (3.68) i nazwanej mocą znamionową rezystora dokładnego.

Innym ważnym parametrem jest moc maksymalna dopuszczalna rezystora dokładnego, zwana w terminologii angielskiej *Rated Power*. Jest to wartość mocy,

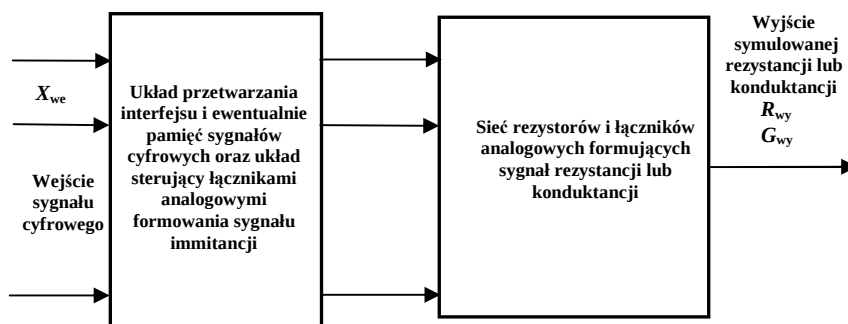
przy której nagrzanie własne rezystora osiąga maksymalną temperaturę dopuszczalną $T_{\max}$ zwykle wynoszącą 120 °C lub 125 °C przy maksymalnej temperaturze otoczenia, np. 70 °C. Należy podkreślić, że mocą maksymalną dopuszczalną nie należy obciążać rezystorów najwyższej dokładności, gdyż temperatura maksymalna może spowodować powtórne starzenie i trwałą zmianę rezystancji zauważalną przy wysokiej klasie dokładności tych rezystorów.

Elektryczny schemat zastępczy rezystora oraz szacunkowe wartości szczytkowej indukcyjności i szczytkowej pojemności, a także wartości stałych czasowych rezystorów foliowych firmy Vishay dla różnych wartości rezystancji podane są w publikacji [70].

4. Symulatory bezpośrednie immitancji

4.1. Opis działania symulatorów bezpośrednich

Schemat blokowy symulatora bezpośredniego rezystancji lub konduktancji podano na rys. 4.1. Wejściowy sygnał cyfrowy X_{we} o odpowiednim kodzie steruje stanami załączeń układu analogowych łączników sieci zawierającej rezystory dokładne. Między zaciskami wyjściowymi następuje symulacja rezystancji lub konduktancji sterowanej sygnałem cyfrowym.



Rys. 4.1. Schemat blokowy symulatora bezpośredniego immitancji

Symulatory bezpośrednie immitancji można podzielić na trzy grupy:

- dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji o dwóch zaciskach wyjścia symulowanej rezystancji, w tym też monolityczne rezystory cyfrowe;
- dwójnikowe symulatory bezpośrednie konduktancji o dwóch zaciskach wyjścia symulowanej konduktancji;
- trójnikowe symulatory bezpośrednie nazywane dzielnikami napięcia lub potencjometrami cyfrowymi o trzech zaciskach wyjścia symulowanej rezystancji.

Należy zwrócić uwagę, że producenci traktują monolityczne rezystory cyfrowe jako odmianę monolitycznych elementów elektronicznych nazywanych potencjometrami cyfrowymi i w swoich katalogach opisują je razem z potencjometrami cyfrowymi.

Dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji z rezystorami o wartościach wagowych

Dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji są realizowane przez łączenie szeregowo rezystorów stanowiących łańcuch rezystorów, albo o różnych odpowiednich wartościach rezystancji, lub o jednakowych wartościach rezystancji.

Symulator zawierający łańcuch rezystorów o wartościach proporcjonalnych do wag bitów sterujących został przedstawiony na rys. 4.2. W szeregowym łańcuchu rezystory są odpowiednio włączane lub zwierane łącznikami analogowymi, stero-

wanymi sygnałem cyfrowym X_{we} , w celu otrzymania cyfrowo sterowanej wartości rezystancji.

Rezystancja symulowana może zostać opisana wzorem:

$$R_{wy} = R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (4.1)$$

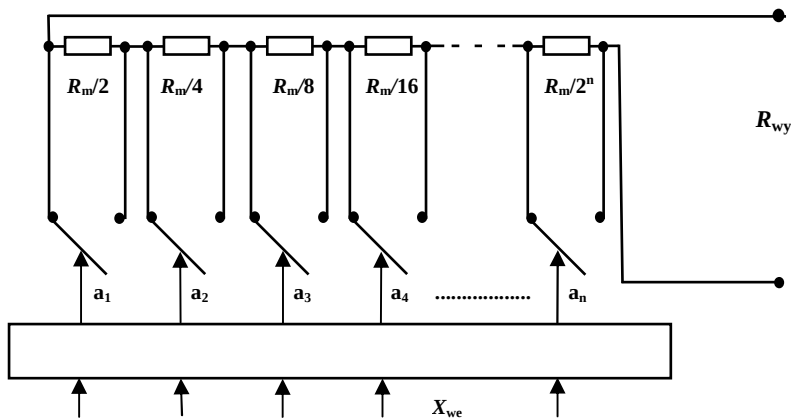
gdzie: R_m – pełny zakres rezystancji wyjściowej symulatora o liczbie bitów n ;

$a_1, a_2, \dots, a_n$ – funkcje dwuwartościowe sterujące określające stany bitów cyfrowego sygnału sterującego X_{we} .

Wielkość $R_m/2$ to wartość rezystancji rezystora najbardziej znaczącego bitu sterowanego dwuwartościowym sygnałem a_1 w zestawie połączenia szeregowego. Kolejne bity mają wartości rezystancji dwukrotnie mniejsze, to jest dla bitu a_2 występuje $R_m \cdot 2^{-2}$, dla bitu a_3 występuje $R_m \cdot 2^{-3}$, dla a_4 występuje $R_m \cdot 2^{-4}$ i tak dalej, aż dla a_n występuje $R_m \cdot 2^{-n}$.

Faktyczny maksymalny zakres sygnału wyjściowego można opisać wzorem:

$$R_{wymaks} = (1 - 2^{-n}) R_m. \quad (4.2)$$



Rys. 4.2. Schemat dwójnikowego symulatora bezpośredniego rezystancji z rezystorami o wartościach wagowych

Należy zwrócić uwagę, że opisany tu układ symulatora rezystancji dla zapewnienia dobrej dokładności symulowania rezystancji wymaga stosowania łączników analogowych o małej rezystancji szeregowej stanu przewodzenia łącznika R_{pp} . Szczególnie małe rezystancje w stanie przewodzenia (od 800 mΩ do 10 mΩ) zapewniać mogą tranzystory unipolarne MOSFET, np. IRFD120, IRFD220, IRF3205 [61, 164] w odpowiednim układzie łącznika analogowego.

Dla omawianego układu symulatora największy błąd przetwarzania, spowodowany niepomijalną rezystancją stanu przewodzenia R_{pp} , wystąpi w stanie zwiernia przez łączniki analogowe wszystkich rezystorów wagowych. Będzie to stan, gdy sygnał wyjściowy rezystancji powinien być równy zero. Sygnał wyjściowy symulatora w takim przypadku nie będzie zerowy, lecz osiągnie wartość błędu bezwzględnego rezystancji według wzoru:

$$\Delta R_{wy}(R_{pp}) = R_{pp} n, \quad (4.3)$$

gdzie: n – liczba bitów sygnału cyfrowego.

Błąd względny symulatora przy realizacji sygnału cyfrowego o zerowej wartości (000...000) wyrażony w częściach ppm odniesiony do maksymalnego zakresu symulatora (4.2) równego w przybliżeniu R_m opisać można wzorem:

$$\delta \approx \frac{n R_{pp}}{R_m} 10^6 \text{ ppm}. \quad (4.4)$$

Podany układ symulatora, po zastosowaniu łączników analogowych z tranzystorami MOSFET o rezystancji przewodzenia $R_{pp} \cong 0,4 \Omega$ i przy wartości rezystora wagowego $R_m/2 = 10 \text{ k}\Omega$ (pełny zakres symulowanej rezystancji $R_m = 20 \text{ k}\Omega$), umożliwia realizację symulatorów o rozdzielczości odpowiadającej 12 bitom. Dla takich symulatorów błędy względne wynikające z niepomijalnej rezystancji R_{pp} w stanie przewodzenia łączników analogowych osiągają wartość około 240 ppm (0,024 %).

Warto zwrócić uwagę, że drugim charakterystycznym parametrem łączników analogowych, jest rezystancja w stanie otwartym łącznika analogowego R_{OP} , która dla łączników analogowych MOSFET osiąga wartość rzędu $10^8 \Omega$. Nietrudno zauważyć, że największy błąd z tego powodu wystąpi dla wszystkich łączników otwartych, a więc przy realizacji największego sygnału wyjściowego.

Największy błąd względny oszacować można wzorem przybliżonym:

$$\delta(R_{OP}) \approx 0,34 \frac{R_m}{R_{OP}} 10^6 \text{ ppm}. \quad (4.5)$$

Wynika to z tego, że zauważalny wpływ bocznikowania rezystancjami R_{OP} otwartych łączników występuje praktycznie tylko dla pierwszych czterech rezystorów wagowych ($R_m/2$, $R_m/4$, $R_m/8$, $R_m/16$). Na pozostałych rezystorach wagowych występują coraz mniejsze napięcia oraz znacząco zmniejsza się stosunek rezystancji wagowej do rezystancji bocznikującej, więc ich udział w bilansie analizowanego błędu jest pomijalny.

Przyjmując wartości przykładowe, tak jak podano wyżej: $R_m/2 = 10 \text{ k}\Omega$ oraz $R_{OP} = 10^8 \Omega$, otrzymamy ze wzoru (4.5) błąd maksymalny o wartości 67 ppm powodowany niepomijalną rezystancją stanu otwarcia łączników analogowych. Wpływ na błąd symulatora rezystancji łącznika R_{OP} w stanie otwarcia łączników jest mniej znaczący niż wpływ szeregowych rezystancji przewodzenia ich w stanie zwarcia łączników, jak to wynika ze wzoru (4.4).

Trzeba zauważyć, że omawiany układ jest mało dokładny przy symulowaniu rezystancji o zakresach mniejszych niż $20 \text{ k}\Omega$.

W dotychczas omówionym symulatorze bezpośrednim z rezystorami o wartościach wagowych, obserwuje się w stanach pracy dynamicznej efekt zakłóceń szpilekowych przy zmianach sygnału wyjściowego. Wynika to z faktu, że monotoniczne przyrostowe, co jeden najmniej znaczący bit LSB sterowanie sygnałem cyfrowym, w pewnych punktach charakterystyki powoduje jednoczesne przełączenie kilku bitów, w tym też bitu najbardziej znaczącego MSB, którego wartość odpowia-

da wartości $\frac{1}{2}$ pełnego zakresu symulowanej rezystancji. Na skutek opóźnień przełączania poszczególnych bitów obserwuje się pojawienie w sygnale wyjściowym symulatora zakłóceń „typu szpilek” o amplitudzie dochodzącej teoretycznie do wartości połowy zakresu symulowanej rezystancji. Stosowanie na wyjściu filtru dolno przepustowego zmniejsza te „szpilki”, ale pogarsza znacznie właściwości dynamiczne symulatora.

Dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji z rezystorami o wartości kwantowej

Skutecznym sposobem zminimalizowania zakłóceń „typu szpilki” przy zmianie sygnału wyjściowego, jest odejście od zasady sumowania wartości wagowych rezystorów i przejście na sumowanie jednakowych rezystorów kwantowych odpowiadających wartości najmniej znaczącego bitu LSB cyfrowego sygnału sterującego.

Zastosowanie takiej zmiany zasady działania zapewnia uzyskanie monotoniczności zmian rezystancyjnego sygnału wyjściowego, ale wymaga znacznej rozbudowy układu, gdyż przykładowo dla symulatora 8-bitowego należy zastosować $255 \cdot (2^n - 1)$ rezystorów kwantowych i stosować odpowiednio dużą liczbę przełączników analogowych typu MOSFET.

Przykład dwójnikowego symulatora bezpośredniego rezystancji z łańcuchem rezystorów o jednakowej wartości kwantowej rezystancji został podany na rys. 4.3. W szeregowym łańcuchu rezystory są odpowiednio włączane lub zwierane łącznikami analogowymi, sterowanymi odpowiednim sygnałem cyfrowym. Układ sterowania wymaga przetwarzania kodu naturalnego dwójkowego sygnału cyfrowego na kod „jeden z m”, gdzie m to liczba kwantów pełnego zakresu oraz wymaga formowania sygnału d_0 odpowiadającego zerowej wartości sygnału cyfrowego. Maksymalny zakres sygnału wyjściowego symulatora można opisać wzorem:

$$R_{\text{wymaks}} = R_k(m - 1). \quad (4.6)$$

Należy zauważyć, że dla omawianego układu symulatora błąd przetwarzania powodowany niepomijalną rezystancją stanu przewodzenia R_{pp} łącznika, występuje w stanie zwierania wyjścia przez łącznik analogowy sterowany sygnałem d_0 . Sygnał aktywny d_0 odpowiada stanowi nieaktywnemu wszystkich sygnałów od d_1 , d_2 , aż do d_{m-1} . Będzie to więc stan, gdy sygnał wyjściowy rezystancji powinien być równy zero. Sygnał wyjściowy symulatora w takim przypadku nie będzie zerowy, lecz osiągnie wartość błędu bezwzględnego rezystancji przewodzenia łącznika analogowego sterowanego sygnałem d_0 według wzoru:

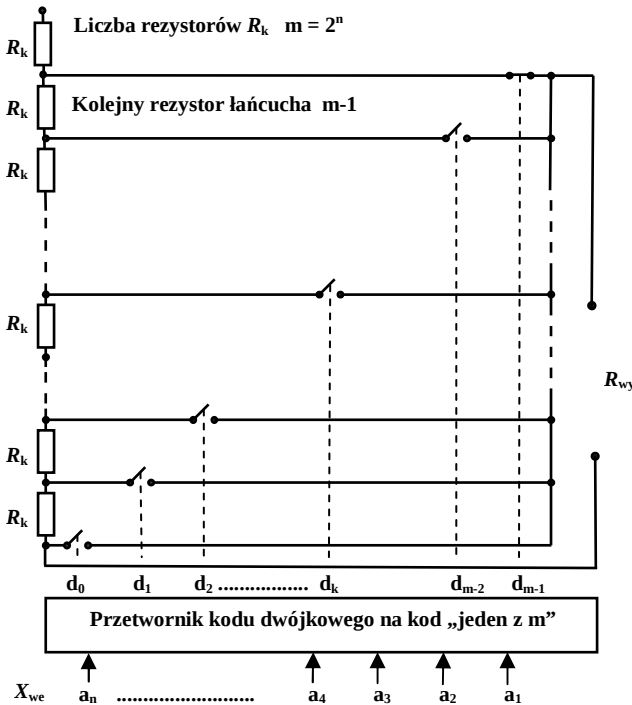
$$\Delta R_{wy}(R_{pp}) = R_{pp}. \quad (4.7)$$

Tym samym wzorem (4.7) wyrazi się błąd po wybraniu dowolnej wartości symulowanej rezystancji, gdyż zawsze występować będzie jedna szeregowo rezystancja stanu przewodzenia odpowiedniego łącznika analogowego.

Błąd względny symulatora, wynikający z niepomijalnej wartości rezystancji stanu przewodzenia R_{pp} łącznika, wyrażony w częściach ppm odniesiony do maksymalnego zakresu symulatora równego $R_k(m - 1)$ opisać można wzorem:

$$\delta = \frac{R_{pp}}{R_k(m-1)} 10^6 \text{ ppm} . \quad (4.8)$$

Jak widać, błąd ten jest n krotnie mniejszy niż w układzie symulatora bezpośredniego z rezystorami o wartościach wagowych (4.4). Dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji, z łańcuchem rezystorów o jednakowej wartości kwantowej rezystancji, są obecnie realizowane jako monolityczne układy scalone. W tych układach łączniki analogowe mają duże wartości rezystancji przewodzenia R_{pp} rzędu kilkudziesięciu Ω do kilkuset Ω . Toteż mogą w tych układach wystąpić duże wartości błędów według wzoru (4.8).

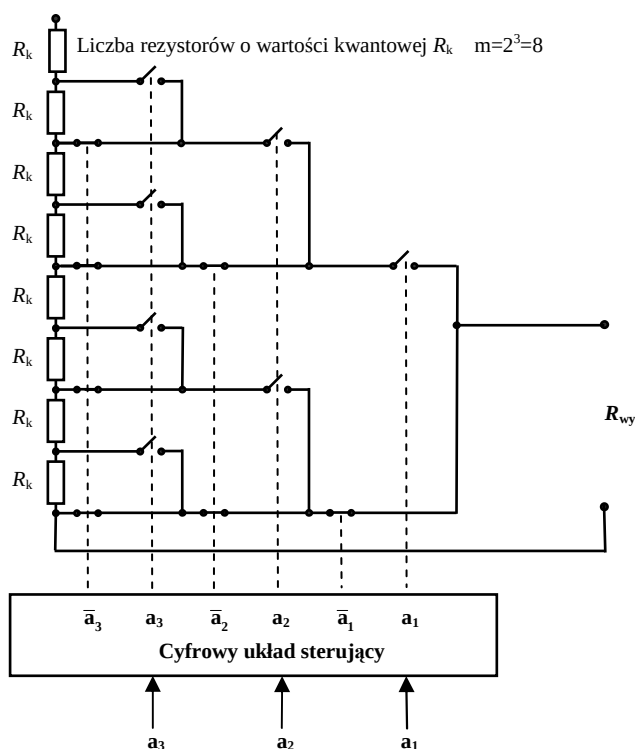


Rys. 4.3. Schemat dwójnikowego symulatora bezpośredniego rezystancji z łańcuchem rezystorów o jednakowej wartości rezystancji kwantowej równej R_k z przetwornikiem kodu „jeden z m ”

Trzeba zwrócić uwagę, że drugi charakterystyczny parametr łączników analogowych, jakim jest rezystancja w stanie otwartym łącznika analogowego R_{OP} , dla łączników analogowych MOSFET osiągająca wartości rzędu $10^8 \Omega$, może mieć wpływ istotny na dokładność symulowanej rezystancji. Przy symulowaniu maksymalnej wartości rezystancji błąd ten można wyliczyć według wzoru przybliżonego:

$$\delta \approx -0,5 m \frac{R_k m}{R_{OP}} 10^6 \text{ ppm} . \quad (4.9)$$

Wzór ten został wyprowadzony przez autora analitycznie. Można go uzasadnić tym, że prawie wszystkie łączniki analogowe, jak to pokazano na rys. 4.3, są w stanie otwartym, a tylko na połowie z nich jest napięcie większe od $\frac{1}{2}$ do pełnej wartości napięcia występującego na wyjściu symulatora (przy normalnej pracy symulatora jego zaciski wyjściowe są zasilane napięciem lub prądem). Jak widać, błąd ten może być duży, gdyż jest $0,5m/0,34$ krotnie większy niż w układzie symulatora bezpośredniego z rezystorami o wartościach wagowych opisanego wzorem (4.5).



Rys. 4.4. Schemat dwójnikowego symulatora bezpośredniego rezystancji z łańcuchem rezystorów o wartości kwantowej R_k z układem podwójnych grup łączników analogowych

Na rys. 4.4 został podany inny przykładowy schemat dwójnikowego symulatora bezpośredniego rezystancji, realizowanego przez połączenie szeregowo rezystorów stanowiących łańcuch rezystorów o jednakowej wartości kwantowej rezystancji, który wymaga przetwornika cyfrowego kodu „jeden z m ”. W układzie tym wymagane są podwójne łączniki analogowe dla każdego bitu, sterowane sygnałem czynnym a_k oraz sygnałem zanegowanym dla każdego bitu $\bar{a}_k$. Schemat z rys. 4.4 dotyczy przykładu symulatora o trzech bitach i jest modyfikacją schematu przetwornika cyfrowo-analogowego [81]. Odpowiednie schematy o analogicznej strukturze dla większej liczby bitów są stosowane w monolitycznych przetwornikach cyfrowo-

-analogowych. Zaletą takiego rozwiązania jest zwiększenie szybkości działania wynikające z wyeliminowania przetwornika kodu „jeden z m”. Ale wadą takiego rozwiązania jest znaczne, prawie dwukrotne zwiększenie liczby łączników analogowych.

Budowa symulatora rezystancji dla większej liczby bitów sygnału cyfrowego realizowana jest w sposób podobny do podanego przykładu na rys. 4.4. Dla ostatniego najmniej znaczącego bitu n należy zastosować liczbę $2^n/2 = 2^{n-1}$ łączników analogowych zwiernych sterowanych bitem a_n oraz liczbę 2^{n-1} łączników analogowych zwiernych sterowanych zanegowanym bitem $\bar{a}_n$. Dla każdego bitu niższego k wystąpi potrzeba zastosowania liczby $2^{k-1} + 2^{k-1} = 2^k$ łączników zwiernych. Toteż łączna liczba łączników analogowych jest znacznie większa niż wymaga tego układ według rys. 4.3.

Maksymalny zakres sygnału wyjściowego symulatora można opisać wzorem:

$$R_{\text{wymaks}} = R_k (m - 1) \quad (4.10)$$

Można zauważyć, że dla omawianego układu symulatora, błąd przetwarzania powodowany niepomijalną rezystancją stanu przewodzenia R_{pp} łącznika, występuje w stanie zwierania punktu początkowego łańcucha rezystorów kwantowych przez n łączników analogowych sterowanych wszystkimi n zanegowanymi sygnałami od $\bar{a}_1, \bar{a}_2, \dots$ do $\bar{a}_n$. Będzie to więc stan, gdy sygnał wyjściowy rezystancji powinien być równy zero. Sygnał wyjściowy symulatora w takim przypadku nie będzie zero-owy, lecz osiągnie wartość błędu bezwzględnego rezystancji według wzoru:

$$\Delta R_{wy}(R_{pp}) = n R_{pp}. \quad (4.11)$$

Tym samym wzorem (4.11) wyrazi się błąd po wybraniu dowolnej wartości symulowanej rezystancji, gdyż zawsze występować będzie n szeregowych rezystancji stanu przewodzenia odpowiednich łączników analogowych.

Błąd względny symulatora wynikający z niepomijalnej rezystancji stanu przewodzenia R_{pp} łącznika wyrażony w częściach ppm odniesiony do maksymalnego zakresu symulatora równego $R_k (m - 1)$ opisać można wzorem:

$$\delta = \frac{n R_{pp}}{R_k (m - 1)} 10^6 \text{ ppm}. \quad (4.12)$$

Jak widać, błąd ten jest praktycznie taki sam jak w układzie symulatora bezpośredniego z rezystorami o wartościach wagowych (4.4). Symulatory bezpośrednie dwójnikowe rezystancji, z łańcuchem rezystorów o jednakowej wartości kwantowej rezystancji, są często realizowane jako monolityczne potencjometry cyfrowe. W tych układach łączniki analogowe mają duże wartości rezystancji przewodzenia R_{pp} rzędu kilkudziesięciu Ω . Toteż mogą w tych układach występować duże wartości błędu według wzoru (4.11), nawet rzędu 1 k Ω .

Należy się spodziewać, że drugi charakterystyczny parametr łączników analogowych, jakim jest rezystancja R_{Op} w stanie otwartym łącznika analogowego wykazuje podobny, jak dla układu z rys. 4.3, wpływ na błąd symulowanej rezystancji. Wyznaczenie zależności błędu od liczby m rezystorów o wartości kwantowej R_k jest trudne, z powodu bardziej skomplikowanego schematu (rys. 4.4). Liczba łączni-

ków analogowych jest w rozważanym układzie większa, to należy się spodziewać nadal proporcjonalnej zależności błędu od m , ale też większej wartości współczynnika proporcjonalności niż ten, który występuje we wzorze (4.9).

Dwójnikowe symulatory bezpośrednie konduktancji

Dwójnikowe symulatory bezpośrednie konduktancji są realizowane przez łączenie równoległe rezystorów o odpowiednich wartościach wagowych konduktancji wynikających z kodu cyfrowego sygnału sterującego.

Symulator zawierający układ równoległego połączenia konduktancji o wartościach proporcjonalnych do wag bitów sterujących został przedstawiony na rys. 4.5. W równoległym połączeniu rezystory są odpowiednio włączane lub przerywane łącznikami analogowymi, sterowanymi sygnałem cyfrowym X_{we} , w celu otrzymania cyfrowo sterowanej wartości konduktancji. Łączniki analogowe są łącznikami zwarciowymi sterowanymi aktywnymi stanami bitów cyfrowego sygnału sterującego.

Konduktancja symulowana może zostać opisana wzorem:

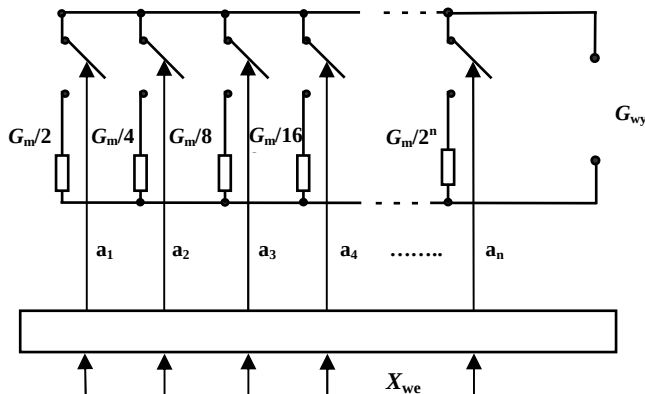
$$G_{wy} = G_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + a_4 2^{-4} + \dots + a_k 2^{-k} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (4.13)$$

gdzie: G_m – pełny zakres konduktancji wyjściowej symulatora o liczbie bitów n ;
 $a_1, a_2, \dots, a_n$ – funkcje dwuwartościowe sterujące określające stany bitów cyfrowego sygnału sterującego X_{we} .

Wartość $G_m/2$ to wartość konduktancji rezystora najbardziej znaczącego bitu sterowanego dwuwartościowym sygnałem a_1 w zestawie połączenia równoległego. Kolejne bity mają wartości konduktancji dwukrotnie mniejsze, to jest dla bitu a_2 występuje $G_m \cdot 2^{-2}$, dla bitu a_3 występuje $G_m \cdot 2^{-3}$, dla a_4 występuje $G_m \cdot 2^{-4}$ i tak dalej, aż dla a_n występuje $G_m \cdot 2^{-n}$.

Faktyczny maksymalny zakres sygnału wyjściowego można opisać wzorem:

$$G_{wymaks} = (1 - 2^{-n}) G_m. \quad (4.14)$$



Rys. 4.5. Schemat dwójnikowego symulatora bezpośredniego konduktancji z rezystorami o wartościach wagowych ich konduktancji

Podany układ symulatora konduktancji był często stosowany w praktyce. Jego zaletą jest to, że błędy wynikające z niepomiątej wartości rezystancji przewodzenia łączników analogowych R_{pp} mogą być minimalizowane odpowiednim zmniejszeniem rezystancji rezystorów bitowych o konduktancjach $G_m \cdot 2^k$, gdzie k to numer kolejnego bitu. Minimalizacja taka jest możliwa w procesie wzorcowania symulatora. Zaleta ta nie może być wykorzystywana w układach z łącznikami typu mechanicznego, o zmiennej w trakcie eksploatacji rezystancji, jaka występuje na przykład w kontaktronach, w których w trakcie użytkowania rezystancja styku rośnie na skutek przetarcia dobrze przewodzących złotych pokryw galwanicznych.

W przypadku symulatora, w którym nie ma korygowania konduktancji rezystorów bitowych, wpływ rezystancji łączników analogowych w stanie przewodzenia R_{pp} na błąd symulowanej rezystancji występuje w stanie aktywnych wszystkich bitów od a_1 do a_n . Wpływ rezystancji R_{pp} jest zauważalny tylko dla czterech pierwszych, najbardziej znaczących bitów. Ta rezystancja stanu przewodzenia przyjmuje wartości pomijalne w stosunku do wartości rezystorów formujących dalsze bity bardzo małych konduktancji, a więc dużych ich rezystancji.

Największa wartość błędu wynikającego z wpływu rezystancji R_{pp} może być opisana wzorem przybliżonym:

$$\delta(R_{pp}) \approx -0,34 G_m R_{pp} 10^6 \text{ ppm} . \quad (4.15)$$

Składnik $G_m R_{pp}$ stanowi iloraz rezystancji analogowego łącznika R_{pp} w stanie przewodzenia do rezystancji zastępczej $1/G_m$ równoległego połączenia wszystkich bitów, a współczynnik $-0,34$ określa wynikowy udział wpływu poszczególnych szeregowych rezystancji łączników analogowych na rezystory bitowe tworzące cały symulator konduktancji.

Przykładowo można obliczyć, że dla symulatora konduktancji o zakresie wynoszącym $G_m = 2,5 \text{ mS}$, przy rezystancji analogowego łącznika $R_{pp} = 0,4 \Omega$, błąd względny przy realizacji maksymalnej wartości symulowanej konduktancji wyniesie 340 ppm (0,034 %). Ten błąd ma charakter systematyczny, więc można go zminimalizować odpowiednio zwiększając wartości konduktancji poszczególnych rezystorów dla trzech najbardziej znaczących bitów. W praktyce korekta taka jest łatwa przez bocznikowanie rezystorów bitowych odpowiednio dobranymi rezystorami o dużych wartościach rezystancji.

Można określić wpływ rezystancji stanu otwartego łączników analogowych R_{Op} na błąd symulowanej konduktancji. Największa wartość tego błędu wystąpi przy realizacji sygnału cyfrowego o zerowej wartości (000...000). W takim przypadku wszystkie łączniki analogowe będą w stanie otwartym i zamiast zerowej konduktancji symulatora wystąpi największy błąd względny odniesiony do pełnego zakresu symulatora G_m według (4.14) opisany wzorem przybliżonym:

$$\delta(R_{Op}) \approx n \frac{1}{G_m R_{Op}} 10^6 \text{ ppm} , \quad (4.16)$$

gdzie: n – liczba bitów sygnału cyfrowego.

Przykładowo można obliczyć, że dla symulatora konduktancji o zakresie wynoszącym $G_m = 2,5 \text{ mS}$, przy liczbie bitów $n = 12$ oraz przy $R_{Op} = 10^8 \Omega$, błąd względny przy realizacji zerowej wartości sygnału wyniesie 48 ppm (0,005 %).

Warto porównać schematy układu symulatora rezystancji – rys. 4.2 oraz układu symulatora konduktancji – rys. 4.5 oraz podobne wzory (4.4) i (4.16), a także podobne wzory (4.5) i (4.15) dotyczące opisu charakterystyk tych układów. Nie trudno zauważyć, że schemat układu symulatora konduktancji (rys. 4.5) może zostać utworzony jako przekształcenie dualne [126] ze schematu układu symulatora rezystancji (rys. 4.2), zgodnie z odpowiednimi zasadami przekształceń dualnych sformułowanymi w teorii obwodów elektrycznych.

Schemat symulatora rezystancji (rys. 4.3) w wyniku przekształcenia dualnego może mieć swój odpowiednik w postaci schematu symulatora konduktancji. W takim symulatorze łańcuch szeregowego połączenia wielu rezystorów kwantowych staje się połączeniem równoległym wielu rezystorów (pękiem rezystorów) o kwantowej wartości konduktancji. Są one odpowiednio łączone cyfrowo sterowanymi łącznikami analogowymi do wyjścia symulatora konduktancji. Takiego schematu autor w niniejszym opracowaniu nie przedstawia, gdyż taki układ symulatora konduktancji nie jest stosowany w praktyce. Natomiast symulatory rezystancji z łańcuchem szeregowych rezystorów z rys. 4.3 i rys. 4.4 mają liczne zastosowania w monolitycznych potencjometrach cyfrowych oraz w monolitycznych przetwornikach cyfrowo-analogowych.

Sterowane cyfrowo dzielniki napięcia i potencjometry cyfrowe

Schemat blokowy potencjometru cyfrowego został podany na rys. 4.6 [68]. Wejściowy sygnał cyfrowy X_{we} o odpowiednim kodzie steruje stanami połączenia wyjścia układu, zwanego suwakiem potencjometru W do szeregowego połączenia m rezystorów dokładnych. W miejscu połączeń napylonych na krzemie lub wytworzonych w strukturze monolitycznej rezystorów dołączany jest suwak W za pomocą łączników analogowych. Na wyjście układu wyprowadzone są początek A, suwak W i koniec B, wówczas realizowana jest funkcja sterowanego cyfrowo potencjometru stanowiącego rezystancyjny dzielnik napięcia. W takim przypadku zadaje się wartość stosunku rezystancji między A i W do sumarycznej rezystancji potencjometru między A i B.

Współczynnik podziału potencjometru jako dzielnika napięcia jest równy:

$$k_p = R_{AW}/R_{AB}. \quad (4.17)$$

Zamiast liczby segmentów dzielnika zazwyczaj podaje się liczbę ustawień suwaka potencjometru (ang. *wiper positions*) [104], np. 32, 128, 256, 1024. Należy zauważyć, że liczba segmentów dzielnika jest o jeden mniejsza od liczby ustawień suwaka, gdyż pierwsze ustawienie dotyczy początku pierwszego segmentu.

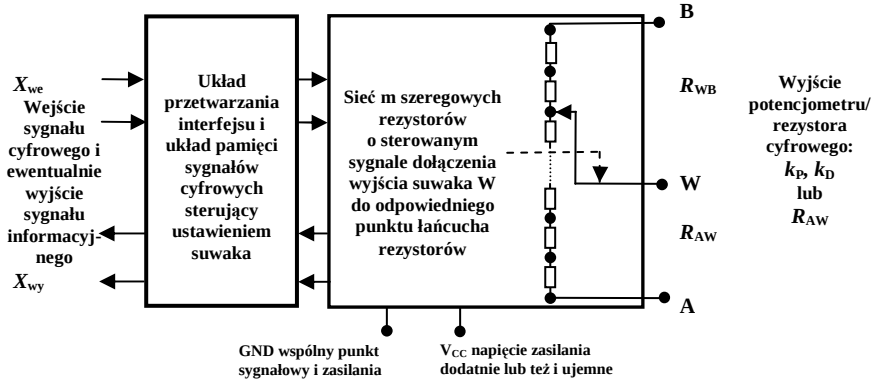
Dla pomiarowych dzielników napięcia podaje się iloraz rezystancji (ang. *resistance ratio*) [102] R_{WB} do rezystancji R_{AW} według wzoru:

$$k_D = R_{WB}/R_{AW}. \quad (4.18)$$

Przy realizowaniu funkcji sterowanego cyfrowo rezystora [42], na wyjście układu wyprowadzone są tylko początek A i suwak W. W takim przypadku zadaje

się wartość rezystancji sterowanego rezystora między A i W. Sterowana rezystancja na wyjściu układu wynosi:

$$R_{wy} = R_{AW}. \quad (4.19)$$



Rys. 4.6. Schemat blokowy potencjometru cyfrowego

Wpływ zmiany temperatury otoczenia określa się wartością WTRP współczynnika temperaturowego rezystancji całkowitej (ang. *absolute resistance temperature coefficient*) potencjometru cyfrowego. Jest on liczony jako zmiana względna rezystancji całkowitej potencjometru $\Delta R_{AB}/R_{AB}$ odniesiona do przyrostu temperatury ΔT według wzoru:

$$WTRP = \frac{\Delta R_{AB}}{R_{AB} \Delta T} 10^6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}. \quad (4.20)$$

Drugim charakterystycznym współczynnikiem jest WTRD współczynnik temperaturowy ilorazu rezystancji dzielnika (ang. *resistance ratio temperature coefficient*) zależny od wartości ilorazów rezystancji dzielnika k_D (4.18) w dwu różnych temperaturach T_0 (temperatura odniesienia) oraz T_1 określony wzorem:

$$WTRD = \frac{k_D(T_1) - k_D(T_0)}{k_D(T_0)(T_1 - T_0)} 10^6 \text{ ppm}/^\circ\text{C}. \quad (4.21)$$

Parametrem charakterystycznym układu potencjometru cyfrowego jest liczba m segmentów rezystorów tworzących sterowany dzielnik napięcia lub sterowany rezystor. Charakterystyki wyjściowe układu mogą być liniowe, w tym przypadku m segmentów rezystorów w dzielniku ma jednakowe wartości. Niektóre firmy oferują potencjometry o charakterystykach logarytmicznych, w tym przypadku m segmentów rezystorów ma niejednakowe wartości zapewniające wymaganą charakterystykę. Liczba możliwych ustawień suwaka to $m + 1$, gdyż suwak ma dodatkowe ustawienie na początku pierwszego segmentu. Producenci układów scalonych w danych technicznych podają z reguły liczbę ustawień suwaka. Są to liczby 1024 (10 bit), 256 (8 bit), 128 (7 bit), 64 (6 bit) oraz 32 (5 bit). Precyzyjne sterowane dzielniki napięcia pomiarowe mogą mieć mniejszą liczbę ustawień suwaka, np. 4. W katalo-

gach niektórych producentów spotyka się bardzo dokładne dzielniki napięcia bez sterowania, o jednym ustawieniu, ale dzielniki te mają wiele wykonania standardowych, różnych ilorazów rezystancji k_D według wzoru (4.18). Scalone układy potencjometrów cyfrowych mogą mieć jeden lub więcej kanałów zawierających do kilku jednakowych sterowanych dzielników napięcia lub rezystorów.

Przy znacznie podwyższonej częstotliwości przetwarzanego napięcia doprowadzonego do potencjometru zauważamy, że potencjometr stanowi element RLC o szczytkowych wartościach szeregowej indukcyjności L oraz równoległej pojemności C . Producenci podają niektóre z tych parametrów, przy czym z reguły pomijalna jest wartość parametru indukcyjności L .

Najczęściej podawany jest parametr $f(3\text{dB})$ częstotliwości tłumienia impedancji potencjometru o 3 decybele (3dB). Dla przykładowego potencjometru MCP4361-502E/ST [125] o rezystancji $5\text{ k}\Omega$ parametr ten wynosi ok. 2 MHz (dla rezystancji potencjometru $100\text{ k}\Omega$ wyniesie ok. 100 kHz).

Dominującą w układzie potencjometru jest pojemność suwaka C_W do wspólnego punktu GND, który zazwyczaj łączony jest do końcówki A. Powstaje wtedy połączenie równoległe rezystancji wyjściowej widzianej między punktami AW, którą oznaczmy R_{wy} i pojemności $C_{wy} = C_W + C_O$, gdzie C_O to pojemność obciążenia wyjścia układu scalonego. Taki układ charakteryzuje stała czasowa: $\tau = R_{wy}C_{wy}$.

Umożliwia ona wyliczenie parametru:

$$f(3\text{dB}) = \frac{1}{2\pi R_{wy}C_{wy}}. \quad (4.22)$$

Dla przykładowego potencjometru [125], ustawionego na połowę zakresu, można przyjąć $C_{wy} = 60\text{ pF}$ oraz $R_{wy} = 0,25R_{AB}$. Układy scalone potencjometrów cyfrowych wykonywane przez różne firmy mają podobne schematy i stosowane są przy ich produkcji podobne technologie. Dlatego wzór (4.22) można stosować do określenia przybliżonych wartości parametru tłumienia o 3 dB impedancji potencjometru, przy braku informacji od producenta o pojemności wyjściowej suwaka.

Sterowanie potencjometrów i rezystorów cyfrowych odbywa się przez odpowiednie interfejsy cyfrowe. Najważniejsi producenci, jak MAXIM (też producent opracowań Dallas Semiconductor), Analog Devices, Microchip Technology, Summit Microelectronics oraz Intersil oferują potencjometry cyfrowe o wejściach kompatybilnych z interfejsami szeregowymi: 2-wire, I²C, 3-wire, SPI stosowanymi w rozproszonych prostych cyfrowych systemach pomiarowych, a także oferują układy o wejściach cyfrowych równoległych (rozdz. 3). Są też oferowane układy potencjometrów o wejściach cyfrowych przyrostowych [41, 43, 75].

Układy elektroniczne interfejsów cyfrowych oraz wewnętrzne pamięci zawarte w układzie scalonym potencjometru wymagają zasilania odpowiednim napięciem pojedynczym (V_{CC}) lub podwójnym (V_{CC} , V_{SS}). Są to z reguły napięcia kompatybilne z klasycznymi sygnałami TTL i CMOS. Konstruktorzy potencjometrów cyfrowych dążą do obniżania wartości prądu zasilania w stanie czuwania układu scalonego.

Wewnętrzne układy sterowania scalonych potencjometrów cyfrowych wymagają stosowania odpowiednich pamięci cyfrowych. Ze względu na sposób realizacji układu pamięci sygnałów cyfrowych w danym układzie scalonym, wyróżnia

się dwie grupy potencjometrów różnie zachowujących się po zaniku napięcia zasilania i po ponownym jego włączeniu:

- potencjometry cyfrowe o pamięci ulotnej (volatile),
- potencjometry cyfrowe o pamięci nieulotnej (nonvolatile).

Pierwsza grupa należy do starych konstrukcji, w których nie są stosowane pamięci typu EEPROM, w których po wyłączeniu i ponownym włączeniu zasilania, stan ustawienia suwaka nie jest zgodny ze stanem z chwili przed wyłączeniem zasilania. W tych układach potencjometrów są realizowane specjalne samoczynne procedury restartu, które np. ustawiają suwak W na maksymalną rezystancję, lub w środkowe położenie (ang. *midscale*), jak w układzie MCP41XXX [124]. Obecnie grupa pierwsza potencjometrów cyfrowych ma bardzo małe zastosowanie w układach pomiarowych.

Druga grupa potencjometrów cyfrowych o pamięci nieulotnej zapewnia ustawienie położenia suwaka po wyłączaniu zasilania i po ponownym załączeniu zasilania, takie same jakie było przed wyłączeniem napięcia zasilania.

4.2. Przykładowe rozwiązania symulatorów bezpośrednich

Dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji i konduktancji

Literatura [69] opisuje model układu dwójnikowego symulatora bezpośredniego rezystancji z rezystorami o wartościach wagowych (rys. 4.2) o liczbie bitów sterujących $n = 10$ oraz o łańcuchu szeregowych rezystorów dokładnych począwszy od rezystora $R_m/2 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_m/4 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_m/8 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_m/16 = 2,5 \text{ k}\Omega$ i tak dalej, sterowanych bitami $a_1, a_2, \dots, a_{10}$.

W opisanym układzie zostały użyte tranzystory unipolarne Power MOSFET typu IRFD120 [164] jako łączniki analogowe sterowane sygnałem cyfrowym. Z badań eksperymentalnych wynikało, że rezystancja w stanie przewodzenia łącznika zawierającego dwa szeregowo tranzystory MOSFET wynosiła $R_{pp} = 0,4 \Omega$, a rezystancja w stanie otwartym łącznika wynosiła $R_{Op} = 2 \cdot 10^8 \Omega$.

Zakres symulowanej rezystancji zawierał się w przedziale od $10 \text{ k}\Omega$ do górnej granicy zakresu o wartości $40 \text{ k}\Omega$. Błąd względny nieliniowości symulowanej rezystancji, odniesiony do górnej granicy zakresu $40 \text{ k}\Omega$, w całym zakresie nie przekraczał 100 ppm ($0,01 \%$).

Literatura [22] opisuje symulator czujników termorezystancyjnych stanowiący symulator bezpośredni dwójnikowy konduktancji, którego łączniki stykowe – kontaktrony typu PRMA1A05 firmy C.P.Clare są sterowane przez mikrokontroler AT89C51 firmy ATMEL interfejsem równoległym 16-bitowym. Symulator ten ma schemat zgodny z rys. 4.5, zawiera kolejne rezystory o wartościach 250Ω (a_1), 500Ω (a_2), 1000Ω (a_3) i tak dalej do $8,2 \text{ M}\Omega$ (a_{16}), ale ma dołączony na stałe, równolegle do wyjścia, rezystor o wartości 750Ω . To zapewnia przy włączeniu tylko bitu drugiego (a_2) zakres symulacji 300Ω , pożądany przy symulowaniu rezystancji czujników typu Pt 100. Odpowiada to symulowanej temperaturze ok. $550 \text{ }^\circ\text{C}$ stanowiącej typową górną granicę dla przemysłowych czujników pomiarowych Pt 100.

Omawiany symulator czujników termorezystancyjnych podlegał badaniom eksperymentalnym. Przy symulacji temperatury w zakresie od $0 \text{ }^\circ\text{C}$ do $499 \text{ }^\circ\text{C}$,

odpowiada to zakresowi zmian symulowanej rezystancji od 100,00 Ω do 280,56 Ω . Największy błąd nieliniowości symulacji rezystancji, odniesiony do całego zakresu symulowanej rezystancji 300 Ω , nie przekraczał 273 ppm (0,027 %). Świadczy to o zadowalającej dokładności symulatora.

Zaletą opisanego symulatora jest użycie tylko pięciu bardzo dokładnych rezystorów, dwóch o dokładności 0,01 % i trzech o dokładności 0,02 %.

Niestety, wadą symulatora jest zastosowanie kontaktronów jako łączników, których typowa wartość rezystancji ok. 100 m Ω , w miarę długotrwałego użytkowania, może ulec znaczącemu zwiększeniu w wyniku starcia złotych pokryć galwanicznych na stykach.

Zaletą układu symulatora jest możliwość symulowania rezystancji czujników Pt 500 i Pt 1000 po odpowiedniej zmianie wartości rezystorów bitowych. Należy zwrócić uwagę, że przy realizacji symulatorów czujników Pt 500 i Pt 1000 wpływ zmiany rezystancji styku kontaktronów będzie wielokrotnie mniejszy.

Dzielniki napięcia i potencjometry cyfrowe

Współczesne dzielniki napięcia i potencjometry cyfrowe są realizowane jako elementy monolityczne. W tych układach elementy rezystancyjne są napyłane na krzemie lub wytwarzane w strukturze monolitycznej i odpowiednio są dołączane do wyjścia za pomocą łączników analogowych. Jest to powodem znacznie gorszych dokładności realizowanych rezystancji oraz pojawienia się dużych wartości rezystancji szeregowych wyprowadzeń z układu scalonego.

Dzielniki napięcia i potencjometry cyfrowe są wytwarzane w dużych seriach, więc charakteryzują się niskimi cenami i dużą różnorodnością wykonania.

Nижеj przedstawiono przegląd parametrów dzielników i potencjometrów cyfrowych [68]. W tabeli 4.1 podano zestawienie parametrów wybranych potencjometrów cyfrowych kilku firm, z uwzględnieniem stosowanych w tych potencjometrach interfejsów (rozdz. 3). Przegląd dotyczy głównie układów stosujących pamięć nieulotną. Dwa ostatnie układy scalone nie wymagają pamięci nieulotnej.

Ze względu na właściwości pamięci typu EEPROM, producenci potencjometrów cyfrowych przewidują trwałość tej pamięci, np. dla układu DS1867 [44] mierzona liczbą zapisów 25 tysięcy razy (w temperaturze 85 °C), do jednego miliona razy dla MCP4361-103E/ST [125]. Nowością jest zastosowanie pamięci typu FLASH/EE MEMORY przez firmę Analog Devices w nowym układzie AD5235-EP [6] o trwałości 700 tysięcy cykli pełnych zapisów w temperaturze pracy 25 °C.

Czy wartość rozważanego parametru jest wystarczająca dla użytkownika potencjometru, to będzie wynikało z przewidywanej częstotliwości wyłączeń zasilania urządzenia, w którym zastosowano potencjometr z odpowiednią pamięcią. Dla układu DS1867 [44] (w warunkach pracy do 85 °C), przy założeniu ok. 60 wyłączeń zasilania dziennie, można liczyć na poprawną pracę pamięci przez minimum jeden rok. W niektórych innych układach poprawność pracy pamięci w tych samych warunkach (85 °C) będzie dłuższa.

Drugim parametrem charakteryzującym pamięci jest mierzona liczbą lat zdolność przetrzymania informacji, tak zwana wytrzymałość pamięciowa (ang. *retention*). Producenci potencjometrów cyfrowych podają ten parametr w granicach od 50 lat do 100 lat [6].

Liczby ustawień suwaka potencjometru cyfrowego zaczynają się od 32 i nie bywają większe od 1024. Dla precyzyjnych dzielników napięcia do celów pomiarowych nie ma potrzeby wysokiej liczby ustawień. W przypadku precyzyjnych dzielników MAX5430 firmy MAXIM [102] występują cztery ustawienia dzielnika.

Wartości nominalne całkowitej rezystancji potencjometru cyfrowego, mierzone pomiędzy początkiem i końcem, występują w przedziale od 5 k Ω do 100 k Ω . Warto zwrócić uwagę na fakt, dość dużej wartości szeregowej rezystancji suwaka od kilkudziesięciu Ω do ponad 1 k Ω . Tolerancje rezystancji nominalnej potencjometrów cyfrowych zawierają się w przedziale od ok. 1 % do 30 %, jednak nieliniowość nastawy względnych wartości rezystancji do suwaka i całkowitej rezystancji przeważnie nie przekracza najmniej znaczącego bitu LSB.

Potencjometry o 1024 nastawach należą do najdokładniejszych pod względem liniowości charakterystyki. Cyfrowo sterowane dzielniki napięcia do celów pomiarowych muszą zapewniać dokładne wartości ilorazu rezystancji według wzoru (4.18). Sterowane dzielniki MAX5430 firmy MAXIM [102] zapewniają dokładności: 0,025 %, 0,09 % oraz 0,5 % w zależności od wybranej klasy. Nieposiadające sterowania cyfrowego pomiarowe dzielniki napięcia MAX5491 firmy MAXIM [120] zapewniają niektóre lepsze dokładności: 0,035 %, 0,05 % oraz 0,10 %.

Temperaturowy współczynnik wartości całkowitej rezystancji potencjometru według wzoru (4.20) zawiera się w szerokim przedziale od 750 ppm/ $^{\circ}$ C do 35 ppm/ $^{\circ}$ C. Większość potencjometrów zaprezentowanych w tabeli 4.1 charakteryzują małe wartości tego współczynnika. Dla układów dzielników napięcia, w jakich pracują potencjometry, znaczący jest współczynnik temperaturowy dany wzorem (4.21), dotyczący względnej zmiany ilorazu rezystancji ustawionych przez suwak według wzoru (4.18). Współczynnik wyliczony według wzoru (4.21) dla dzielnika ma znacznie mniejszą wartość niż poprzedni współczynnik temperaturowy dotyczący zmiany całej rezystancji według (4.20). Współczynnik temperaturowy liczony według wzoru (4.21) dla dzielnika, w tabeli zawiera się w granicach od 2 ppm/ $^{\circ}$ C do 20 ppm/ $^{\circ}$ C dla potencjometrów oraz w granicach od 0,5 ppm/ $^{\circ}$ C do 6 ppm/ $^{\circ}$ C dla dzielników napięcia.

Pojedyncze napięcia zasilania potencjometrów cyfrowych zmieniają się w przedziale od +2,7 V do +5,25 V oraz od +12 V do +15 V. Podwójne napięcia zasilania potencjometrów cyfrowych zmieniają się w przedziale od $\pm 2,25$ V do $\pm 2,75$ V, a także od $\pm 4,5$ V do $\pm 5,5$ V oraz od ± 12 V do ± 15 V. Należy zwrócić uwagę na bardzo ważne wymaganie stawiane przez producentów, że pole napięcia pracy potencjometru cyfrowego lub rezystora cyfrowego powinno się mieścić w polu napięcia zasilającego dany układ scalony. Jednak niesterowane dzielniki napięcia firmy MAXIM [106, 120] mogą pracować przy większych wartościach napięcia, aż do 80 V.

Prądy zasilania w stanie czuwania układów potencjometrów cyfrowych zawierają się w przedziale od 0,35 μ A do wartości maksymalnej 350 μ A. Jednak chwilowe wartości prądów zasilania w stanie aktywnej pracy układu scalonego są wielokrotnie większe i mogą dochodzić aż do kilku miliamperów, szczególnie przy zapisie danych do pamięci. Umożliwiają to kondensatory łączone równolegle do końcówek zasilania układu scalonego.

Tab. 4.1. Parametry wybranych potencjometrów cyfrowych, rezystorów oraz dzielników napięcia

A	B	C	D	E	F	G	H	I	J
Typ układu	Firma [pozycja literatury]	Interfejs	Pamięć nieulotna (tak/nie) trwałość pamięci (temp.)	Liczba ustawień	Rezystancja k Ω (iloraz rezystancji k $_D$)	Tolerancja rezystancji % (tolerancja ilorazu rezystancji k $_D$ %)	Temperaturowy współczynnik rezystancji ppm/°C k $_p$, (k $_D$)	Napięcia zasilania V	Prąd zasilania w stanie czuwania (standby) μ A
MAX5481 MAX5482 potencjom. pojedynczy	MAXIM [99]	szeregowy SPI	(tak) 50.000 zapisów (85 °C)	1024	10k lub 50k	± 25 %	typ. 35, (dla dzielnika typ. 5)	od +2,7 do +5,25 lub $\pm 2,5$	typ. 0,6 maks. 1
AD5235-EP potencjometr podwójny	Analog Devices [6]	szeregowy SPI	(tak) 700.000 zapisów (25 °C)	1024	2x25k	± 30 %	typ. 35, (dla dzielnika typ. 15)	od +3 do +5,5 lub od $\pm 2,25$ do $\pm 2,75$	typ. 3,5 maks. 8
X9110 potencjometr pojedynczy	Intersil [62]	szeregowy SPI	(tak) 100.000 zapisów na bit	1024	100k	± 20 %	typ. 300, (dla dzielnika typ. 20)	V $_{CC}$ od +2,7 do +5,5 oraz V $_{CC}$ i V $_{SS}$ od $\pm 4,5$ do $\pm 5,5$	maks. 3
DS1867-10 DS1867-50 DS1867-100 potencjometr podwójny	MAXIM /Dallas Semiconduc- tor [44]	szeregowy 3-wire	(tak) 25.000 zapisów (85 °C)	256	2x10k lub 2x50k lub 2x100k	± 20 %	typ. 750, (dla dzielnika brak danych)	+5 lub ± 5	typ. 250
DS3930 potencjometr sześćcio-krotny	MAXIM /Dallas Semiconduc- tor [40]	szeregowy 2-wire	(tak) 50.000 zapisów (70 °C)	256	dwie grupy 3x50k oraz 3x50k	± 20 % ± 20 %	maks. 250, (dla dzielnika typ. 2)	od +2,7 do +5,5	typ. 195 maks. 350
MCP4361- 103E/ST potencjometr poczwórny	Microchip Technology [125]	szeregowy SPI	(tak) 1000.000 zapisów	257	4x10k	± 20 %	typ. 50, (dla dzielnika typ. 15)	od +2,7 do +5,5	typ. 2,5
MAX5477 MAX5478 MAX5479 potencjometr podwójny	MAXIM [110]	szeregowy kompatyb. I ^{2} C	(tak) 50.000 zapisów (85 °C)	256	2x10k lub 2x50k lub 2x100k	typ. ± 25 %	typ. 70, (dla dzielnika typ. 10)	od +2,7 do +5,25	maks. 1
MAX5128 potencjometr	MAXIM [103]	przyrosto- we sterowanie na dwa wejścia +/-	(tak) 50.000 zapisów (85 °C)	128	22k	+23% -27%	typ. 50, (dla dzielnika typ. 5)	od +2,7 do +5,25	maks. 1,5
DS3904/ DS3905 rezystor potrójny + klucz	MAXIM /Dallas Semiconduc- tor [42]	szeregowy 2-wire	(tak) 50.000 zapisów (70 °C)	128	3 x 20k lub 2x20k +10k +klucz dla przerwy na wyjściu	dla 20k $\pm 27,5$ % dla 10k ± 20 %	dla 20k typ. 120, dla 10 k typ. 170	od +2,7 do +5,5	typ. 145 maks. 200
MAX5474 MAX5475 potencjometr	MAXIM [104]	przyrosto- we sterowanie up/down (+/-)	(tak) 50.000 zapisów (85 °C)	32	5474 50k 5475 100k	± 25 %	typ. 35, (dla dzielnika typ. 5)	od +2,7 do +5,5	typ. 0,35 maks. 1
MAX5430/ MAX5431 sterowany dzielnik napięcia	MAXIM [102]	równoległy dwubitowy kompatyb. CMOS/ TTL	nie wymaga pamięci	4	57k, (iloraz rezystancji k $_D$: 1:1, 1:2, 1:4, 1:8)	(tolerancja k $_D$: A 0,025% B 0,09% C 0,5%)	(dla dzielnika typ. 0,5)	od +12 do +15 lub od ± 12 do ± 15	typ. 35 maks. 60
MAX5491 dokładny niesterowany dzielnik napięcia	MAXIM [120]	bez sterowania	nie wymaga pamięci	1	30k, (iloraz rezystancji k $_D$: 1:1, 1,1:1, 1,5:1, 2:1, 2,5:1, 3,2:1, 5:1, 7,538:1 10:1, 30:1)	± 5 %, (tolerancja k $_D$: A 0,035% B 0,05% C 0,10%)	typ. 35, (dla k $_D$ dzielnika: $\leq 3,2$:1 typ.2 ≤ 10 :1 typ. 4 ≤ 30 :1 typ. 6)	nie wymaga zasilania	nie wymaga zasilania

Konstrukcje potencjometrów cyfrowych pojawiły się dopiero dwadzieścia kilka lat temu, toteż można się spodziewać dalszego ich rozwoju i standaryzacji.

Można oczekiwać znacznego zwiększenia zastosowań potencjometrów cyfrowych w układach pomiarowych i sterowania, co wynika z niskich cen potencjometrów cyfrowych, zawierających się w przedziale od około połowy dolara do kilku dolarów za jeden egzemplarz.

4.3. Podsumowanie

Rozdział czwarty został poświęcony symulatorom bezpośrednim immitancji i zawiera przykłady realizacji takich symulatorów opisanych w literaturze. Zostały omówione następujące układy: dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji z rezystorami o wartościach wagowych, dwójnikowe symulatory bezpośrednie rezystancji z rezystorami o wartości kwantowej, dwójnikowe symulatory bezpośrednie konduktancji z rezystorami o wartościach wagowych konduktancji oraz sterowane cyfrowo dzielniki napięcia i potencjometry cyfrowe.

Omówione układy znalazły liczne zastosowania. W szczególności współczesne dzielniki napięcia i potencjometry cyfrowe są realizowane jako elementy monolityczne i są wytwarzane w dużych seriach, więc charakteryzują się niskimi cenami oraz dużą różnorodnością wykonń. Jednak monolityczne potencjometry cyfrowe nie zapewniają dużych dokładności.

5. Symulatory immitancji z układami konwerterów oraz inwerterów impedancji

5.1. Opis działania

Istnieje też inny, niż opisany w rozdziale 4, sposób na pośrednią realizację symulatorów immitancji. Polega on na włączaniu obwodu obciążenia czwórnika między bezpośredni symulator immitancji, a wyjście symulatora formujące sterowaną cyfrowo, odpowiednio skorygowaną wartość immitancji (rys. 5.1). Sposób ten jest oczywisty i był opisany wcześniej [69, 70]. Odpowiednie do realizacji powyższego celu czwórniki nazywane są konwerterami impedancji oraz inwerterami impedancji [25, 26, 126]. Umożliwia realizację kilku użytecznych funkcji przez symulator immitancji zawierający odpowiedni czwórnik. Jedną z tych funkcji jest wprowadzenie potrzebnego współczynnika wzmocnienia sterowanej cyfrowo wartości symulowanej immitancji. Inną funkcją to przetwarzanie rezystancji bezpośredniego symulatora na sterowaną cyfrowo wyjściową symulowaną konduktancję. Kolejna funkcja umożliwia przetwarzanie konduktancji bezpośredniego symulatora na sterowaną cyfrowo wyjściową symulowaną rezystancję.

Założymy, że rozpatrywane układy obwodów elektrycznych są układami liniowymi. W układach tych występują sygnały stanowiące wymuszenia będące przyczynami zewnętrznymi powstawania zjawisk w układzie oraz sygnały stanowiące odpowiedzi układu na istniejące wymuszenia. Do analizy obwodów liniowych stosowane są metody symboliczne analizy. Najbardziej ogólną jest metoda rachunku operatorowego stosowana przy dowolnych wymuszeniach, a także i w stanie nieustalonym obwodu. W metodzie tej zazwyczaj właściwości układu opisuje się transmitancjami operatorowymi, np. transformata sygnału wymuszającego – $X(s)$, transformata sygnału odpowiedzi – $Y(s)$.

W metodzie rachunku operatorowego rozpowszechniło się stosowanie przekształcenia Laplace’a. Zaletą tego przekształcenia jest bardzo prosty związek transformaty Laplace’a z widmem częstotliwościowym funkcji w stanie ustalonym przy wymuszeniach sinusoidalnych. Wystarczy formalne podstawienie $s = j\omega$, aby uzyskać w postaci funkcji zmiennej zespolonej $j\omega$ charakterystykę częstotliwościową rozpatrywanej funkcji.

Na rys. 5.1 przedstawiono schemat blokowy ilustrujący zasadę działania symulatora impedancji Z_{Swy} złożonego z odpowiedniego czwórnika oraz zawierający symulator bezpośredni impedancji $Z_0(s)$, sterowany wejściowym sygnałem cyfrowym X_{we} .

Czwórnik elektryczny opisują równania macierzy łańcuchowej, nazywanej typu A o postaci:

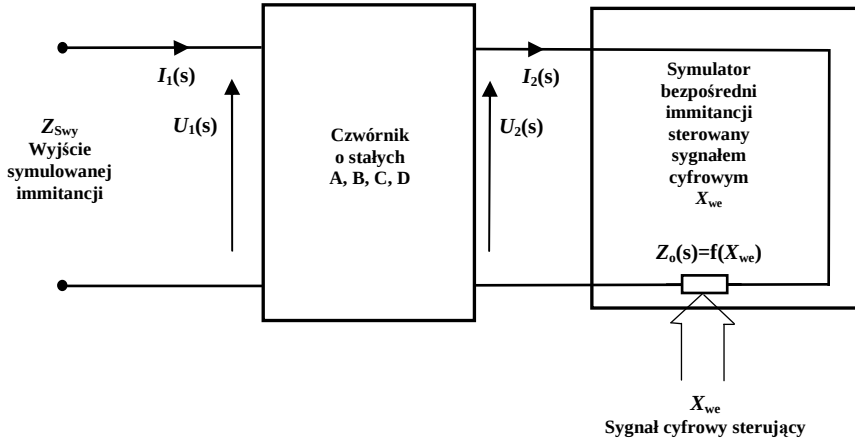
$$U_1(s) = AU_2(s) + BI_2(s), \quad (5.1)$$

$$I_1(s) = CU_2(s) + DI_2(s), \quad (5.2)$$

gdzie: $U_1(s)$ i $I_1(s)$ – napięcie i prąd na wejściu czwórnika, $U_2(s)$ i $I_2(s)$ – napięcie i prąd obciążenia czwórnika, przy czym prąd obciążenia $I_2(s)$ ma zwrot przeciwny

niż zazwyczaj podaje literatura [26, 126], ale przyjęty kierunek zwrotu prądu jest naturalny dla obciążenia wyjścia czwórnika impedancją $Z_o(s)$.

Symbole A, B, C, D nazywane są „stałymi czwórnika” i zazwyczaj są funkcjami zmiennej zespolonej s , przy czym niektóre z nich mogą przyjmować wartości równe zero.



Rys. 5.1. Schemat blokowy symulatora impedancji Z_{Swy} złożonego z czwórnika i symulatora bezpośredniego impedancji sterowanego sygnałem cyfrowym X_{we}

Dzieląc obustronnie równanie (5.1) przez równanie (5.2) i odpowiednio je przekształcając, otrzymamy ciekawy wzór opisujący impedancję na wejściu czwórnika nazwaną przez nas impedancją wyjściową symulatora $Z_{Swy}(s)$:

$$Z_{Swy}(s) = \frac{U_1(s)}{I_1(s)} = \frac{AZ_o(s) + B}{CZ_o(s) + D}, \quad (5.3)$$

gdzie: $Z_o(s)$ – impedancja obciążenia wyjścia czwórnika, wyjście czwórnika jest obciążone bezpośrednim symulatorem impedancji, a wyjście symulatora imitancji stanowi wejście tego czwórnika.

Ze wzoru (5.3) wynika, jakie wartości powinny przyjmować stałe czwórnika A, B, C, D, aby utworzyć odpowiednie konwertery lub inwertery, celem zrealizowania wymienionych funkcji cyfrowo sterowanych symulatorów imitancji. Mówiąc o sposobie realizacji obecnie omawianej odmiany symulatorów, nazwano ten sposób jako pośrednia realizacja symulacji imitancji, gdyż wymaga ona odpowiedniego pośredniczącego czwórnika modyfikującego nastawy symulatora bezpośredniego imitancji $Z_o(s)$ lub $1/Z_o(s)$.

Konwertery impedancji są to czwórniki aktywne służące do proporcjonalnego przetworzenia impedancji obciążenia. Aby spełnić tę rolę, równania łańcuchowe czwórnika będącego konwerterem powinny mieć parametry $B = 0$ oraz $C = 0$.

Dzięki temu impedancja wejściowa konwertera, stanowiąca impedancję wyjściową symulatora, jest proporcjonalna do impedancji obciążenia wyjścia, stanowiącą bezpośredni symulator impedancji:

$$Z_{Swy} = \frac{A}{D} Z_o(s) . \quad (5.4)$$

Iloraz A/D stanowi współczynnik wzmocnienia impedancji symulowanej. Można zauważyć, że przy $B = 0$ równanie (5.1) przyjmuje postać:

$$U_1(s) = AU_2(s), \quad (5.5)$$

a odwrotność stałej czwórnika A stanowi wzmocnienie napięciowe konwertera k_U :

$$k_U = \frac{1}{A} = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} . \quad (5.6)$$

A także przy $C = 0$ równanie (5.2) przyjmuje postać:

$$I_1(s) = DI_2(s), \quad (5.7)$$

a odwrotność stałej czwórnika D stanowi wzmocnienie prądowe konwertera k_I :

$$k_I = \frac{1}{D} = \frac{I_2(s)}{I_1(s)} . \quad (5.8)$$

Stąd impedancja wyjściowa symulatora Z_{Swy} może być opisana wzorem:

$$Z_{Swy} = \frac{k_I}{k_U} Z_o(s) , \quad (5.9)$$

gdzie: k_I – wzmocnienie prądowe konwertera, a k_U – wzmocnienie napięciowe konwertera.

Do realizacji symulatorów w praktyce stosowane są konwertery ujemnej impedancji [25, 26, 126] zawierające jeden wzmacniacz monolityczny w układzie zwanym NIC (ang. *Negative Impedance Converter*). Jest to układ o ujemnym współczynniku wzmocnienia prądowego $k_I = 1/D$ [A/A] oraz o dodatnim współczynniku wzmocnienia napięciowego równym jedności $k_U = A = 1$ [V/V]. Impedancja wejściowa konwertera NIC, stanowiąca wyjście symulatora, wyraża się wzorem:

$$Z_{Swy} = - \frac{1}{|D|} Z_o(s) , \quad (5.10)$$

gdzie: $|D|$ to wartość bezwzględna stałej D czwórnika. Stosowane są dwa konwertery NIC połączone kaskadowo, aby utworzyć jeden konwerter dodatnio impedancyjny, zawiera on dwa wzmacniacze monolityczne oraz cztery rezystory dokładne. Impedancja wejściowa kaskadowego połączenia dwu konwerterów to:

$$Z_{Swy} = \frac{1}{|D_1| * |D_2|} Z_o(s) , \quad (5.11)$$

gdzie: $|D_1|$ i $|D_2|$ wartości bezwzględne stałych D dwóch konwerterów.

Znane są symulatory z układem wzmacniacza różnicowego nazywane aktywnymi imitatorami rezystancji [55, 56] stanowiącymi konwertery dodatniej impe-

dancji. Konwertery te umożliwiają znaczne wzmacnianie wartości symulowanej rezystancji i służą do wzorcowania megaomomierzy.

Inwertery impedancji są to czwórniki aktywne, służące do odwrotnie proporcjonalnego przetworzenia impedancji obciążenia, stanowiącej bezpośredni symulator konduktancji lub rezystancji. Aby spełnić rolę inwertera, to równania łańcuchowe czwórnika powinny mieć parametry $A = 0$ oraz $D = 0$. Dzięki temu impedancja wejściowa inwertera, stanowiąca impedancję wyjściową symulatora, jest odwrotnie proporcjonalna do impedancji obciążenia stanowiącą bezpośredni symulator impedancji:

$$Z_{Swy} = \frac{B}{C} \frac{1}{Z_o(s)} . \quad (5.12)$$

Iloraz B/C ma wymiar jednostki impedancji do kwadratu (Ω^2) i stanowi odpowiedni współczynnik przeliczeniowy admitancji obciążenia wyjścia inwertera, stanowiącą admitancję bezpośredniego symulatora na wyjściu inwertera.

Analizując wzór (5.12) zauważymy, że są dwie możliwości realizowania symulatora immitancji, tak aby symulowana immitancja wyjściowa była wprost proporcjonalna do sterującego sygnału cyfrowego X_{we} .

Pierwsza możliwość to zastosowanie na wyjściu inwertera symulatora bezpośredniego konduktancji o zależności sygnału według podanego niżej wzoru:

$$G_o = G_m X_{we} = G_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}) \quad (5.13)$$

gdzie: $G_o = 1/R_o$, a R_o to rezystancja obciążenia wyjścia inwertera.

Na zaciskach wyjściowych symulatora immitancji pojawi się sygnał rezystancji:

$$R_{Swy} = \frac{B}{C} \frac{1}{R_o} = \frac{B}{C} \frac{1}{\frac{1}{G_m X_{we}}} = \frac{B}{C} G_m X_{we} . \quad (5.14)$$

Zależność ta jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego X_{we} oraz stałej G_m symulatora bezpośredniego konduktancji.

Druga możliwość to zastosowanie na wyjściu inwertera symulatora bezpośredniego rezystancji o zależności sygnału według podanego niżej wzoru, który zapiszemy:

$$R_o = R_m X_{we} = R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (5.15)$$

gdzie: R_o to rezystancja obciążenia wyjścia inwertera.

Wówczas na zaciskach wyjściowych symulatora immitancji pojawi się sygnał konduktancji:

$$G_{Swy} = \frac{1}{R_{Swy}} = \frac{1}{\frac{B}{C} \frac{1}{R_m X_{we}}} = \frac{C}{B} R_m X_{we} . \quad (5.16)$$

Zależność ta jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego X_{we} oraz stałej R_m symulatora bezpośredniego rezystancji.

Jak wynika z tych rozważań, za pomocą inwertera i po zastosowaniu właściwych symulatorów bezpośrednich, można zrealizować zarówno symulator rezystancji oraz symulator konduktancji.

Do realizacji inwertera dodatniej impedancji może być stosowany układ żyratora [25, 126] zawierający dwa wzmacniacze oraz siedem rezystorów dokładnych.

Symulatory immitancji z konwerterami i inwerterami mają różne wady. Główną wadą są błędy charakterystyki wynikające z niepomiąlanej wartości rezystancji R_{pp} łączników analogowych w stanie przewodzenia (rzędu setek m Ω) w porównaniu do dokładnych rezystancji zwieranych lub włączanych w symulatorze bezpośrednim. Wartość błędów wynikających z niepomiąlanej rezystancji R_{pp} łączników podają wzory (4.4) oraz (4.15).

Wadą są też niepomiąlane wartości rezystancji łączników analogowych w stanie otwartym R_{op} (rzędu $10^8 \Omega$) w porównaniu do rezystancji i konduktancji wyłączanych cyfrowym sygnałem sterującym. Wartość błędów wynikających z niepomiąlanej rezystancji R_{op} łączników podają wzory (4.5) oraz (4.16).

Należy zwrócić uwagę, że wzmacniacze monolityczne oraz rezystory dokładne wchodzące w skład konwerterów i inwerterów mogą wprowadzić błędy typu przesunięcia zera charakterystyki oraz błędy zmiany stromości charakterystyki. Jednak odpowiednio dobierając typy wzmacniaczy precyzyjnych (rozdz. 3.2.3) można te błędy minimalizować. Rozpatrując skalę napięcia rzędu 1 V występującego na symulowanej rezystancji lub konduktancji można zapewnić bardzo małe błędy przesunięcia zera charakterystyki rzędu ± 10 ppm ($\pm 10 \mu V$). Podobnie, dobierając odpowiedni układ precyzyjnej korekty wzmocnienia konwertera lub inwertera, można zapewnić bardzo mały błąd nachylenia charakterystyki, nawet rzędu ± 10 ppm.

Tak więc właściwie zaprojektowane układy konwerterów i inwerterów nie powinny wprowadzić znaczących błędów w omawianym typie symulatorów immitancji. Dominujące błędy zazwyczaj wprowadzają parametry łączników analogowych, co należy uznać za istotną wadę omawianych symulatorów immitancji z układami konwerterów i inwerterów.

Drugą istotną wadą omawianej grupy symulatorów immitancji jest konieczność stosowania w nich dużej liczby drogich rezystorów dokładnych. W układzie symulatora bezpośredniego zazwyczaj jest konieczność zastosowania czterech rezystorów dokładnych (0,01 %). W symulatorze immitancji z konwerterem impedancji zachodzi potrzeba zastosowania dalszych czterech rezystorów dokładnych. W symulatorze immitancji z żyratorem (inwerterem typu żyrator) jest potrzeba czterech rezystorów dokładnych do symulatora bezpośredniego oraz konieczność zastosowania dalszych siedmiu rezystorów dokładnych do układu żyratora. Obecnie cena [47] jednego rezystora dokładnego (0,01 %) jest zbliżona rzędem do ceny jednego przetwornika monolitycznego cyfrowo-analogowego o wysokiej rozdzielczości.

5.2. Przykładowe rozwiązanie symulatora rezystancji z układami konwerterów ujemnej impedancji

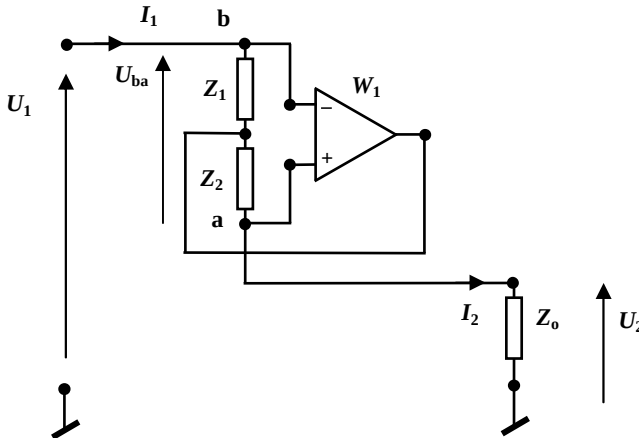
Literatura [25, 26, 69, 70] opisuje prostą realizację na jednym wzmacniaczu konwertera ujemnej impedancji NIC. Schemat takiego konwertera został podany na rys. 5.2.

Trzeba zwrócić uwagę, że cytowana literatura [25, 26] na schemacie konwertera ujemnej impedancji zamiast impedancji Z_1 , Z_2 , Z_o podaje rezystancje R_1 , R_2 , R_o .

Realizacja takiego układu tylko z rezystancjami wykazuje brak stabilnej pracy układu (wzbudzenie wzmacniacza), gdyż występują drgania oscylacyjne.

Aby uzyskać stabilną pracę układu, autor [69] zastosował tak zwaną kompensację częstotliwościową zewnętrzną [130], w postaci kondensatora łączącego wyjście wzmacniacza z odwracającym wejściem wzmacniacza oznaczonym „-”. Kondensator ten zapewnia typowe ujemne różniczkujące sprzężenie zwrotne. Po zastosowaniu takiego sprzężenia uzyskuje się już stabilną pracę, a impedancja Z_1 staje się równoległym połączeniem rezystora R_1 i kondensatora korekcyjnego C_1 .

Na przykład przy zastosowaniu wzmacniacza scalonego typu OP07CP w układzie z samymi rezystancjami, praca układu jest niestabilna i występują drgania o częstotliwości ok. 70 kHz. Dodanie jednego równoległego kondensatora C_1 stabilizuje pracę układu. Taka wartość pojemności zapewnia stałą czasową $R_1 C_1$ o wartości ok. 50 μ s, która jest wystarczająca dla stabilnej pracy układu konwertera z wymienionym wyżej typem wzmacniacza. Opisana korekcja ogranicza pasmo robocze konwertera do kilkudziesięciu Hz, jednak jest ono zazwyczaj wystarczające dla zastosowań symulatorów rezystancji.



Rys. 5.2. Schemat konwertera ujemnej impedancji

Wzmacniacz W_1 ma właściwości zbliżone do wzmacniacza idealnego, toteż napięcie pomiędzy jego końcówkami wejściowymi oznaczonymi „a” oraz „b” jest prawie równe zero, a prądy obydwu końcówek wejściowych wzmacniacza są pomijalnie małe. Przy takim założeniu otrzymuje się następujące równanie napięć dla obwodu wejściowego wzmacniacza:

$$Z_1 I_1 + Z_2 I_2 = U_{ba} = 0. \quad (5.17)$$

Z równania tego wynika wartość współczynnika wzmocnienia prądowego konwertera ujemnej impedancji:

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{Z_1}{Z_2} = k_1. \quad (5.18)$$

Ponieważ napięcie między końcówkami wejścia „a” i „b” wzmacniacza przyjęto równe zero, to występuje równość napięcia wejściowego i wyjściowego:

$$U_1 = U_2, \quad (5.19)$$

a wartość wzmocnienia napięciowego jest równa jedności:

$$\frac{U_2}{U_1} = k_U = 1. \quad (5.20)$$

Impedancja wejściowa konwertera wynosi:

$$Z_{we} = -\frac{Z_1}{Z_2} Z_o. \quad (5.21)$$

Przyjmując następujące wartości impedancji w układzie konwertera ujemnej impedancji:

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + sC_1R_1}, \quad Z_2 = R_2, \quad Z_o = R_o, \quad (5.22)$$

otrzymamy następującą operatorową postać wejściowej impedancji konwertera ujemnej impedancji:

$$Z_{we}(s) = -\frac{R_1 R_o}{R_2} \frac{1}{1 + sC_1R_1}. \quad (5.23)$$

Układ ma charakterystykę członu inercyjnego pierwszego rzędu o stałej czasowej R_1C_1 .

Przy analizie przebiegów harmonicznym impedancja wejściowa konwertera jest opisana wzorem:

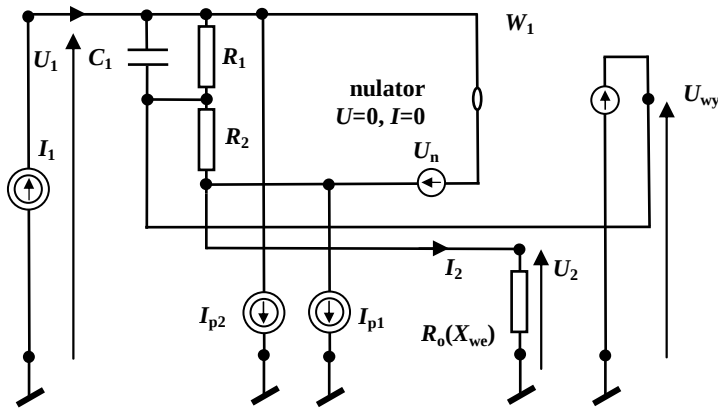
$$Z_{we}(j\omega) = -\frac{R_1 R_o}{R_2} \frac{1}{1 + j\omega C_1R_1}. \quad (5.24)$$

W analizie układu przy bardzo niskich częstotliwościach, lub przy prądzie stałym impedancja wejściowa konwertera ujemnej impedancji jest rezystancją opisaną wzorem:

$$R_{we} = -\frac{R_1 R_o}{R_2}. \quad (5.25)$$

Wyżej założono, że wzmacniacz W_1 jest wzmacniaczem idealnym, jednak wzmacniacze monolityczne (rozdz. 3.2) mają, co prawda, bardzo duże wzmocnienie napięciowe, ale występuje w nich napięcie niezrównoważenia U_n oraz występują prądy polaryzacji wejść I_{p1} , I_{p2} o wartościach podanych w tab. 3.2. Na rys. 5.3 został podany schemat konwertera ujemnej rezystancji uwzględniający te parametry.

Na tym schemacie uwzględniono bardzo duże wartości wzmocnienia napięciowego, zastępując rezystancję wejściową wzmacniacza monolitycznego elementem osobliwym nazwanym nulatorem. Charakteryzuje go w dowolnych warunkach pracy stan: napięcie na nulatorze równe zeru oraz prąd w nulatorze równy zeru.



Rys. 5.3. Schemat konwertera ujemnej rezystancji uwzględniający istotne parametry wzmacniacza monolitycznego

Układ przedstawiony na rys. 5.3 został poddany analizie zmodyfikowaną metodą napięć węzłowych [70], przy założeniu stanu ustalonego i przy sterowaniu prądem stałym I_1 . Na schemacie umieszczono symbol kondensatora C_1 w celu przypomnienia, że jest to element niezbędny dla zapewnienia stabilnej pracy konwertera ujemnej rezystancji. Oczywiście, przy analizie układu dla prądu stałego kondensator ten się pomija. Układ ten po przekształceniach stał się układem o dwóch węzłach niezależnych, o napięciach U_1 oraz U_{wy} względem punktu wspólnego układu, który przyjęto jako węzeł odniesienia.

W wyniku analizy otrzymano następujący układ dwu równań opisujący schemat z rys. 5.3:

$$\left[\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_0(X_{we})} \right] U_1 - \frac{1}{R_2} U_{wy} = -I_{p1} - \frac{U_n}{R_2} - \frac{U_n}{R_0(X_{we})}, \quad (5.26)$$

$$\frac{1}{R_1} U_1 - \frac{1}{R_1} U_{wy} = I_1 - I_{p2}. \quad (5.27)$$

Z równań tych wynika następujący opis charakterystyki rezystancji symulowanej R_{Swe} przez konwerter ujemnej rezystancji:

$$R_{Swe} = \frac{U_1}{I_1} = -\frac{R_1}{R_2} R_0(X_{we}) + \frac{\frac{R_1}{R_2} I_{p2} - I_{p1}}{I_1} R_0(X_{we}) - \frac{R_2 + R_0(X_{we})}{R_2} \frac{U_n}{I_1}. \quad (5.28)$$

Ponieważ często spełniony jest warunek: $R_2 \gg R_1$, to opis charakterystyki nieco się upraszcza:

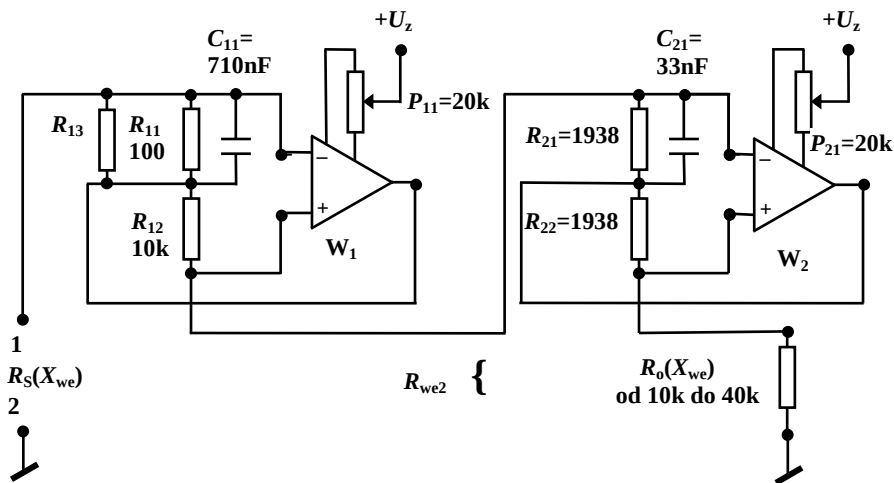
$$R_{Swe} \cong -\frac{R_1}{R_2} R_0(X_{we}) - \frac{I_{p1}}{I_1} R_0(X_{we}) - \frac{U_n}{I_1 R_2} [R_2 + R_0(X_{we})]. \quad (5.29)$$

Pierwszy składnik podaje oczywistą zależność symulowanej rezystancji od zazwyczaj tłumionej zadawanej rezystancji symulatora bezpośredniego. Jest to przeważnie najbardziej znaczący składnik błędów, gdyż w przeliczeniu na miarę błędów względnych jest on rzędu 100 ppm.

W celu uzyskania mało znaczących błędów, wnoszonych przez parametry wzmacniacza konwertera, należy zapewnić odpowiednio małe wartości ilorazu I_{p1}/I_1 oraz ilorazu U_n/I_1R_2 . Przykładowo można podać, że dla wzmacniaczy precyzyjnych (rozdz. 3.2) przeciętna wartość prądu polaryzacji wynosi 2,5 nA [32], a typowa wartość napięcia niezrównoważenia to 5 μ V [32]. Aby wpływ prądu polaryzacji był na poziomie 10 ppm, należy stosować prąd pomiaru I_1 symulowanej rezystancji nie mniejszy niż 0,25 mA. W celu zapewnienia, aby wpływ napięcia niezrównoważenia był na poziomie 10 ppm, należy zapewnić wartość iloczynu I_1R_2 nie mniejszą niż 500 mV.

Połączenie kaskadowe dwu konwerterów ujemnej impedancji NIC, w których impedancje są rezystancjami oraz dołączenie cyfrowo sterowanej rezystancji $R_o(X_{we})$ jako obciążenia wyjścia drugiego konwertera, pozwala na zrealizowanie symulatora dodatniej rezystancji. Symulator taki pracuje prawidłowo w zakresie prądu stałego i przy niskich częstotliwościach roboczych. Koniecznością jest zastosowanie w każdym konwerterze dodatkowego kondensatora dla zapewnienia stabilnej pracy takiego układu.

Na rys. 5.4 przedstawiono sprawdzony doświadczalnie przez autora schemat symulatora rezystancji [69] złożonego z kaskadowego połączenia dwu konwerterów ujemnej impedancji.



Rys. 5.4. Schemat symulatora rezystancji złożonego z kaskadowego połączenia dwóch konwerterów ujemnej impedancji

W układzie symulatora rezystancji zastosowano dwa wzmacniacze monolityczne W_1 oraz W_2 typu OP07CN [95]. Ich napięcia niezrównoważenia wyzerowano za pomocą potencjometrów P_{11} i P_{21} o wartościach rezystancji 20 k Ω . Dryft temperaturowy napięcia niezrównoważenia wzmacniacza nie przekracza 1,6 μ V/ $^{\circ}$ C. Dłu-

goterminowy dryft napięcia niezrównoważenia tego wzmacniacza nie przekracza $2 \mu\text{V}$ w czasie ciągłej pracy przez 30 dni (720 godzin). Prąd polaryzacji wejść wzmacniacza wynosi typowo $2,2 \text{ nA}$.

Wzmacniacz W_1 realizuje pierwszy konwerter o ujemnej impedancji, który stosuje rezystory precyzyjne R_{11} oraz R_{12} typu RM 67Z [60] o dryftach temperaturowych nie przekraczających $5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ i dryfcie długo czasowym nieprzekraczającym 100 ppm/rok . Układ pierwszego konwertera zapewnia inwersję znaku i bardzo dokładne 100-krotne tłumienie wartości ujemnej rezystancji wejściowej R_{we2} drugiego konwertera. Rezystor R_{11} ma tylko dodatnią odchyłkę tolerancji wartości rezystancji. Iloczyn rezystancji R_{11}/R_{12} został skorygowany dodatkowym rezystorem R_{13} , o bardzo dużej wartości rezystancji, w procesie wzorcowania całego symulatora w celu osiągnięcia dokładnej wartości rezystancji zadawanej $R_S(X_{we})$.

Wzmacniacz W_2 realizuje drugi konwerter o ujemnej impedancji, a rezystory precyzyjne R_{21} i R_{22} , typu RM 67Z zapewniają inwersję znaku i bardzo dokładne wzmocnienie ze współczynnikiem wzmocnienia równym jedności zadawanej rezystancji $R_0(X_{we})$ na obciążeniu wyjścia tego konwertera.

Rezystancję $R_0(X_{we})$ zadawano w zakresie od $10 \text{ k}\Omega$ do $40 \text{ k}\Omega$ z dokładnością lepszą niż $0,01 \%$.

Kondensatory C_{11} i C_{21} zapewniają stabilną pracę konwerterów. Na zaciskach oznaczonych „1” oraz „2” symulatora rezystancji mierzono czteroprzewodowo symulowaną rezystancję $R_S(X_S)$ w zakresie od 100Ω do 400Ω . Charakterystykę symulatora w zakresie bardzo niskich częstotliwości lub przy prądzie stałym można opisać wzorem:

$$R_S = \frac{R_{11} R_{21}}{R_{12} R_{22}} R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (5.30)$$

gdzie: R_m – maksymalna wartość zadawanej rezystancji $R_0(X_{we})$.

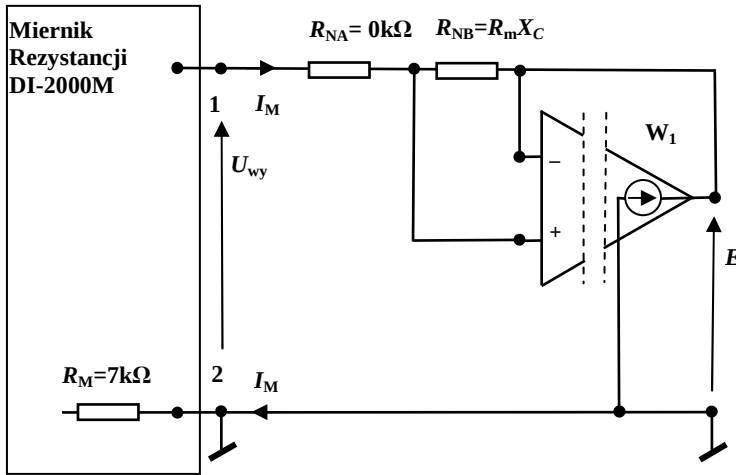
Do zadawania rezystancji $R_0(X_{we})$ wykonano model i wykorzystano opisany w rozdziale 4.2 i przedstawiony na rys. 4.2 dwójnikowy bezpośredni symulator rezystancji o parametrach: $n = 10$, $R_m/2 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{pp} = 0,4 \Omega$, $R_{Op} = 2 \cdot 10^8 \Omega$.

Błąd względny symulowanej rezystancji od 100Ω do $399,61 \Omega$ nie przekraczał 98 ppm ($0,01 \%$) w odniesieniu do górnej granicy zakresu 400Ω [69].

5.3. Przykładowe rozwiązania symulatorów dużych rezystancji z układem konwertera ze wzmacniaczem z oddzieleniem galwanicznym lub wzmacniaczem różnicowym

Literatura [56] podaje schemat symulatora dużych rezystancji nazwany aktywnym imitatorem rezystancji. Układ ten wykorzystuje wzmacniacz różnicowy napięcia z oddzieleniem galwanicznym wejścia od wyjścia, o stabilnym współczynniku wzmocnienia napięciowego ($200,00 \text{ V/V}$), o dużej rezystancji wejściowej ($10 \text{ M}\Omega$) i o bardzo małej rezystancji wyjściowej (100Ω).

Uproszczony schemat symulatora dla wariantu A [56] i zakresu pomiarowego $20 \text{ M}\Omega$ został przedstawiony na rys. 5.6. Na wstępie podana została uwaga dotycząca wprowadzonej zmiany w stosunku do układu oryginalnego [56].



Rys. 5.6. Symulator ze wzmacniaczem różnicowym nazywany imitatorem rezystancji

Dla szeregowego rezystora R_{NA} , który w oryginalnym układzie [56] ma wartość $1 \text{ k}\Omega$, na schemacie z rys. 5.6 przyjęto wartość równą $0 \text{ k}\Omega$, gdyż wartość $1 \text{ k}\Omega$ wprowadza nieznaczny błąd nieliniowości przetwarzania. Nie ma potrzeby tym rezystorem ograniczać wartości prądu zwarcia miernika rezystancji przy wybraniu zerowej wartości sygnału cyfrowego $X_C = 0$, gdyż skutecznie prąd zwarcia ogranicza rezystancja wewnętrzna miernika rezystancji o wartości $R_M = 7 \text{ k}\Omega$ [56] (na zakresie $20 \text{ M}\Omega$ prąd zwarcia to ok. $1,4 \text{ mA}$). W układzie oryginalnym rezystor R_{NA} zapewne służył do pomiaru prądu I_M .

Zasada działania układu z rys. 5.6 polega na tym, że wzmacniacz różnicowy identyfikuje wartość prądu I_M wymuszonego przez miernik rezystancji i wytwarza napięcie na wyjściu symulatora proporcjonalne do wartości tego prądu.

Przyjęto, że rezystancja R_{NB} jest sterowana cyfrowo przy zastosowaniu odpowiedniego symulatora bezpośredniego rezystancji, a jej wartość opisuje wzór:

$$R_{NB} = R_m X_C = R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (5.31)$$

Wzmacniacz W_1 jest wzmacniaczem różnicowym typu EVA-4360 firmy FRAMED z oddzieleniem galwanicznym, co zapewnia ogromną rezystancję między wejściem, a wyjściem wzmacniacza. Wzmacniacz ten o wzmocnieniu napięciowym $k \text{ V/V}$ wytwarza na swoim wyjściu napięcie opisane wzorem:

$$E = R_{NB} I_M k. \quad (5.32)$$

Sumaryczne napięcie na wyjściu symulatora U_{wy} wzmacniacza jest powiększone o spadek napięcia na rezystancji R_{NB} i opisane jest wzorem:

$$U_{wy} = R_{NB} I_M + E = (1 + k) R_{NB} I_M. \quad (5.33)$$

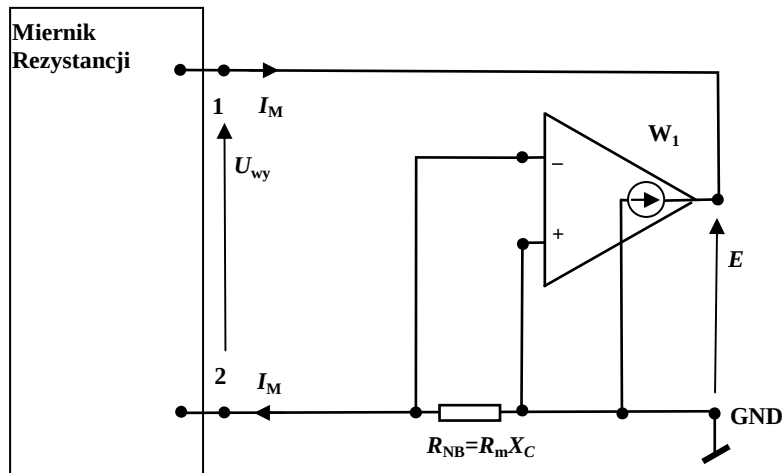
Rezystancja wyjściowa symulatora jest opisana wzorem:

$$R_{S_{wy}} = \frac{U_{wy}}{I_M} = (1 + k) R_{NB}, \quad (5.34)$$

$$\text{a więc: } R_{S_{wy}} = (1 + k) R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (5.35)$$

Można się zastanowić, czy stosowanie wzmacniacza drogiego z oddzieleniem galwanicznym wejścia od wyjścia w opisanym układzie jest konieczne. Z przeglądu parametrów współczesnych wzmacniaczy elektrometrycznych zawartego w tabeli 3.4 wynika, że najgorszy typ wzmacniacza LTC1150M [86] wykazywać może rezystancję dla napięcia wspólnego rzędu 100 GΩ. Lepsze typy współczesnych wzmacniaczy monolitycznych charakteryzuje ten parametr o wartości nie mniejszej niż 1000 GΩ. Pozwala to na sformułowanie opinii, że nie ma konieczności stosowania w układzie z rys. 5.6 kosztownych wzmacniaczy z oddzieleniem galwanicznym. Mogą być stosowane układy wzmacniaczy różnicowych (rys. 3.15) opisane w rozdz. 3. Są to układy złożone z dwu monolitycznych wzmacniaczy elektrometrycznych o odpowiednio dobranych parach rezystorów dokładnych. Układ symulatora w takim rozwiązaniu będzie wymagał zastosowania dwu wzmacniaczy monolitycznych i czterech rezystorów dokładnych z potencjometrami symetryzującymi oraz będzie wymagał zastosowania odpowiedniego symulatora bezpośredniego zadającego wartość rezystancji R_{NB} .

Wadą układu o schemacie z rys 5.6 jest to, że symulator bezpośredni zadający rezystancję R_{NB} pracuje na poziomie dość dużego napięcia (10 V), zadawanego przez miernik rezystancji zmieniającego się w trakcie pomiarów oraz, że symulator bezpośredni nie ma bezpośredniego połączenia ze wspólnym punktem sygnałowym GND. Fakt ten może powodować zakłócanie symulowanej rezystancji szybkozmiennymi składowymi prądów pochodzących od cyfrowych układów przetwarzania sygnałów sterujących.



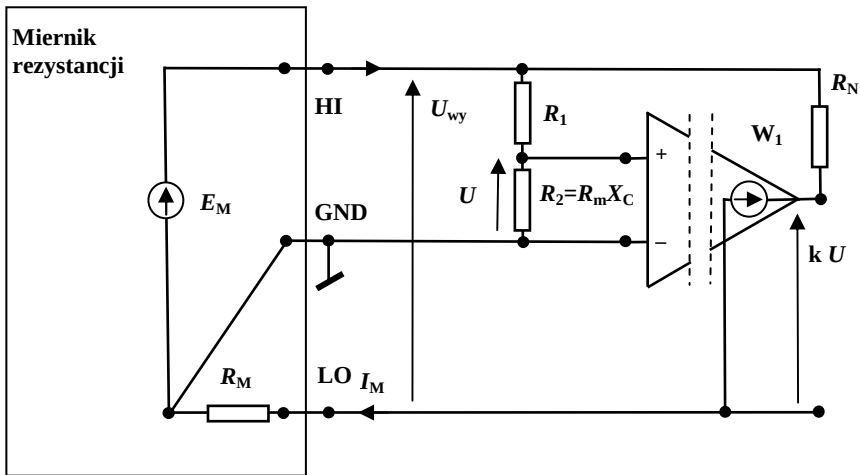
Rys. 5.7. Schemat odmiany symulatora rezystancji ze wzmacniaczem różnicowym

Wadę tą można usunąć przełączając odpowiednio wzmacniacz różnicowy tak, aby miał bezpośrednie połączenie ze wspólnym punktem sygnałowym GND. Propozycja takiego układu jest podana na rys. 5.7.

W układzie na rys. 5.7 zadawana sygnałem cyfrowym rezystancja R_{NB} ma bezpośrednie połączenie ze wspólnym punktem sygnałowym GND symulatora stanowiącym napięciowy poziom odniesienia. Jednak wadą układu jest brak bezpośredniego połączenia GND symulatora z żadnym z zacisków wyjściowych 1 lub 2 symulatora. Układ taki jest bardzo podatny na działanie zakłócających źródeł, na przykład prądów pojemnościowych o częstotliwości 50 Hz sieci zasilającej. Takie źródła zakłócające często występują między elektronicznym układem miernika rezystancji, dla którego jest symulowana rezystancja, a układem elektronicznym symulatora. Takie źródła zakłócające występują, gdy miernik rezystancji lub układ symulatora są zasilane z sieci o częstotliwości 50 Hz.

Podane zależności (5.31), (5.32), (5.33), (5.34) oraz (5.35) dokładnie opisują schemat odmiany symulatora rezystancji z rys. 5.7.

Autor układu [56] zwraca uwagę, że symulowana rezystancja jest liniowo zależna od wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego k , a z tego wynika, że symulator o schemacie uproszczonym (rys. 5.6 lub rys. 5.7) może być cyfrowo sterowany odpowiednią proporcjonalną zmianą wzmocnienia k uzależnioną od sygnału cyfrowego X_C . Łącząc kaskadowo wyjście wzmacniacza W_1 z przetwornikiem cyfrowo-analogowym uzyskuje się możliwość cyfrowego sterowania współczynnika k . Odpowiedni układ symulatora został podany w rozdz. 6 dotyczącym syntezy rezystancji stosujących monolityczne przetworniki cyfrowo-analogowe i wzmacniacze monolityczne.



Rys. 5.8. Przykładowy schemat realizacji imitatora rezystancji izolacji według [55]

Innym przykładem symulatora bardzo dużych rezystancji jest imitator rezystancji izolacji elektrycznej [55] umożliwiający płynną nastawę wartości symulowanej rezystancji. Uproszczony schemat symulatora o zakresie do 900 GΩ [55] został

przedstawiony na rys. 5.8. W układzie zastosowano wzmacniacz W_1 z oddzieleniem galwanicznym wejścia od wyjścia i bardzo dobrej izolacji tego oddzielenia, toteż prąd I_M oddawany przez symulator z zacisku LO jest dokładnie równy prądowi w rezystorze R_N . Można założyć, że rezystancja R_2 jest sterowana cyfrowo według zależności:

$$R_2 = R_m X_C = R_m(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}), \quad (5.36)$$

a to zapewnia sterowanie prawie płynne z rozdzielczością $R_m \cdot 2^{-n}$.

W celu wyznaczenia zależności rezystancji wyjściowej symulatora od rezystancji R_2 trzeba wyznaczyć prąd oddawany przez symulator I_M oraz napięcie na zaciskach wyjściowych symulatora U_{wy} .

Wzmacniacz W_1 wytwarza na swoim wyjściu napięcie kU o wartości mniejszej niż napięcie E_M wymuszane przez miernik rezystancji, to też prąd I_M może być opisany wzorem:

$$I_M = \frac{E_M - kU}{R_N + R_M} = \frac{E_M - k \frac{E_M R_2}{R_1 + R_2}}{R_N + R_M}, \quad (5.37)$$

Napięcie na zaciskach wyjściowych symulatora U_{wy} można opisać wzorem:

$$U_{wy} = E_M - R_M I_M. \quad (5.38)$$

Rezystancja wyjściowa to:

$$R_{S_{wy}} = \frac{U_{wy}}{I_M} = \frac{R_N + R_M \left(\frac{R_2 k}{R_1 + R_2} \right)}{1 - \frac{R_2 k}{R_1 + R_2}}. \quad (5.39)$$

Należy zwrócić uwagę na to, że wartość mianownika we wzorze (5.39) w prawidłowym zakresie pracy symulatora musi być dodatnia (zwrot prądu taki jak na rys. 5.8 przy symulacji dodatniej rezystancji), a więc powinna być spełniona następująca nierówność:

$$1 \geq \frac{R_2 k}{R_1 + R_2}. \quad (5.40)$$

Z tego wynika, że istnieje graniczna wartość R_{2maks} spełniająca równanie:

$$R_{2maks} = \frac{R_1 + R_{2maks}}{k}, \quad (5.41)$$

oraz, że wartość rezystancji R_1 powinna spełniać warunek:

$$R_1 \geq (k - 1) R_{2maks}. \quad (5.42)$$

Dla $R_2 = R_{2maks}$ wartość symulowanej rezystancji $R_{S_{wy}}$ dąży do wartości nieskończenie wielkiej. Toteż roboczy zakres zmian rezystancji R_2 powinien być dla znacznie mniejszych wartości rezystancji od wartości R_{2maks} . Jak wynika ze wzoru (5.39) zależność rezystancji symulowanej od względnej wartości R_2/R_{2maks} jest nieliniowa.

Przyjmijmy następujący wskaźnik α jako parametr nastawy symulowanej wartości rezystancji:

$$\alpha = \frac{R_2}{R_{2\text{maks}}} . \quad (5.43)$$

Nietrudno zauważyć, że rezystancja R_M jest znacznie mniejsza od rezystancji R_N spełniającej główną rolę formowania symulowanej rezystancji, więc w celu uproszczenia wzoru (5.39) przyjmijmy, że $R_M = 0$. Uwzględniając też warunek (5.42) można doprowadzić wzór (5.39) do postaci:

$$R_{\text{Swy}} \cong \frac{R_N}{1 - \frac{\alpha R_{2\text{maks}} k}{(k-1)R_{2\text{maks}} + \alpha R_{2\text{maks}}}} = \frac{R_N}{1 - \frac{\alpha k}{k-1+\alpha}} = \frac{R_N}{1 - \frac{\alpha}{1 - \frac{1}{k} + \frac{\alpha}{k}}} . \quad (5.44)$$

Ponieważ wzmacniacz W_1 charakteryzuje duża wartość wzmocnienia napięciowego k (np. $k = 200 \text{ V/V}$), to można dokonać dalszego uproszczenia wzoru (5.44) do postaci:

$$R_{\text{Swy}} \cong \frac{R_N}{1 - \alpha} . \quad (5.45)$$

Ponieważ spełniona jest nierówność $\alpha < 1$, to wzór (5.45) można rozwinąć na szereg potęgowy:

$$R_{\text{Swy}} \approx R_N (1 + \alpha + \alpha^2 + \alpha^3 + \alpha^4 + \dots + \alpha^n) . \quad (5.46)$$

Jest to zależność nieliniowa, ale dla małych wartości α szereg jest szybko znikający.

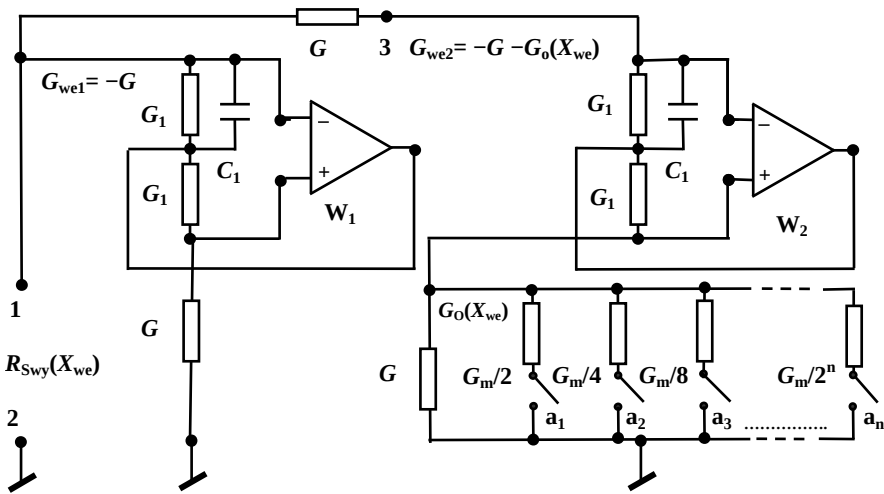
Według zależności (5.45) wyliczono szereg punktów charakterystyki symulatora rezystancji, a wyniki umieszczono w tabeli 5.1. Jak widać, w zakresie zmian parametru nastawy α od 0 do 0,1 nieliniowość nastawy nie przekracza 11 %. Dla celów symulacji rezystancji izolacji może to być dokładność zadawalająca. W przypadku konstrukcji symulatora zawierającego sterujący układ mikroprocesorowy można wprowadzić korektę sterownia według równania (5.44).

Tab. 5.1. Charakterystyka nieliniowości symulowanej rezystancji układu imitatora rezystancji o układzie z rys. 5.8

Parametr nastawy α	1	0,5	0,4	0,3	0,25	0,2	0,1	0,01	0,001	0,000
Wartość symulowanej rezystancji	∞	$2,000 * R_N$	$1,667 * R_N$	$1,429 * R_N$	$1,333 * R_N$	$1,250 * R_N$	$1,111 * R_N$	$1,010 * R_N$	$1,001 * R_N$	$0,000 * R_N$
Błąd nieliniowości nastawy %	∞	+100%	+66,7%	+42,9%	+33,3%	+25,0%	+11,1%	+1,0%	+0,1%	0,0%

5.4. Przykładowe rozwiązania symulatora rezystancji oraz symulatora konduktancji z układem inwertera impedancji

Literatura [25, 126] podaje schemat inwertera dodatniej impedancji zwany żyratorem zawierający dwa wzmacniacze oraz siedem rezystorów dokładnych. Schemat ten uzupełniony o symulator bezpośredni konduktancji do sterowania sygnałem cyfrowym przestawiono na rys. 5.9. Na schemacie umieszczono kondensatory C_1 niezbędne dla zapewnienia prawidłowej pracy konwerterów ujemnej rezystancji omówione w rozdziale 5.2.



Rys. 5.9. Układ symulatora rezystancji z żyratorem obciążonym symulatorem bezpośrednim konduktancji

Na schemacie można rozpoznać dwa konwertery ujemnej rezystancji ze wzmacniaczami W_1 , W_2 i odpowiednimi rezystorami o konduktancjach G oraz G_1 . Tworzą one układ żyratora.

Drugi konwerter ujemnej rezystancji ma na swoim wejściu szeregowy rezystor o konduktancji G , a na swoim wyjściu oprócz rezystora o konduktancji G ma równolegle dołączony symulator bezpośredni konduktancji, którego wartość oznaczmy $G_0(X_{we})$. Wartość jego konduktancji jest funkcją sygnału cyfrowego X_{we} .

Wejścia wymienionych konwerterów ujemnej rezystancji, z których drugi ma na wejściu szeregowy rezystor o konduktancji G są połączone równolegle. Ich wspólne wejście oznaczone punktami 1, 2 stanowi wyjście symulatora rezystancji.

W celu znalezienia opisu matematycznego charakterystyki przedstawionego na schemacie symulatora rezystancji (rys. 5.9), należy wyprowadzić wzór na rezystancję wejściową układu żyratora między punktami 1 i 2. Analiza ta będzie dotyczyła wymuszeń prądu stałego dla schematu z rys. 5.9 z pominięciem kondensatorów C_1 .

Konduktancję wejściową G_{we1} pierwszego konwertera ujemnej rezystancji ze wzmacniaczem W_1 opisuje wzór:

$$G_{we1} = -G. \quad (5.47)$$

Konduktancję wejściową G_{we2} między punktem 3 oraz wspólnym punktem układu 2 opisuje wzór:

$$G_{we2} = -G - G_o(X_{we}). \quad (5.48)$$

Rezystancję wejściową drugiego konwertera ujemnej rezystancji R_2 z szeregowym rezystorem o konduktancji G opisujemy równaniami:

$$R_2 = \frac{1}{G} + \frac{1}{G_{we2}} = \frac{1}{G} - \frac{1}{G + G_o(X_{we})} = \frac{G + G_o(X_{we}) - G}{G[G + G_o(X_{we})]} = \frac{G_o(X_{we})}{G^2 + G G_o(X_{we})}. \quad (5.49)$$

Konduktancja wejściowa drugiego konwertera ujemnej rezystancji z szeregowym rezystorem o konduktancji G stanowi odwrotność wyrażenia (5.49):

$$G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{G^2 + G G_o(X_{we})}{G_o(X_{we})} = \frac{G^2}{G_o(X_{we})} + G. \quad (5.50)$$

Konduktancja wejściowa żyratora stanowiąca konduktancję wyjściową symulatora to suma (5.47) i (5.50):

$$G_{Swy} = -G + \frac{G^2}{G_o(X_{we})} + G = \frac{G^2}{G_o(X_{we})}. \quad (5.51)$$

Ostatecznie rezystancja wejściowa żyratora stanowiąca rezystancję wyjściową symulatora to:

$$R_{Swy} = \frac{G_o(X_{we})}{G^2}. \quad (5.52)$$

Jeżeli konduktancję $G_o(X_{we})$ symulatora bezpośredniego opisujemy pełnym wzorem, to otrzymamy następujący opis charakterystyki symulatora rezystancji z żyratorem:

$$R_{Swy} = \frac{G_m}{G^2} (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (5.53)$$

Wzór (5.52) został wyprowadzony przy założeniu, że wszystkie trzy odpowiednie rezystory mają dokładnie jednakową konduktancję o wartości G . W praktyce jest to niemożliwe do zrealizowania.

Na rys. 5.10 podano układ o tym samym schemacie jak na rys. 5.9, ale odpowiednie rezystory różnią się odchyłkami konduktancji oznaczonymi ΔG_A , ΔG_B oraz ΔG_C . Niżej przedstawiono analizę układu, w celu określenia jak te odchyłki od wartości wymaganych dla żyratora wpływają na charakterystykę symulatora.

Dla układu z rys. 5.10 wzór (5.47) przyjmie następującą postać:

$$G_{we1} = -G - \Delta G_A. \quad (5.54)$$

Wzór (5.48) przyjmie następującą postać:

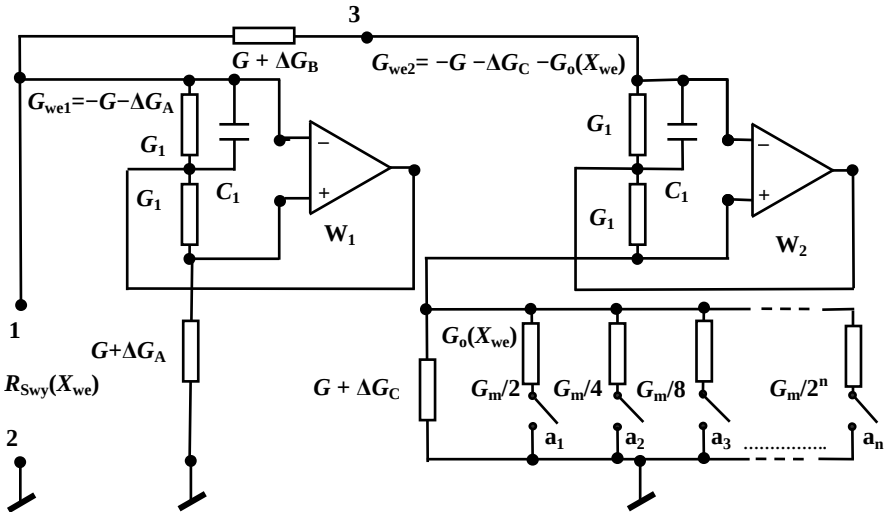
$$G_{we2} = -G - \Delta G_C - G_o(X_{we}). \quad (5.55)$$

Rezystancja wejściowa drugiego konwertera ujemnej rezystancji R_2 z szeregowym rezystorem o konduktancji $G + \Delta G_B$ opisze równanie:

$$R_2 = \frac{1}{G + \Delta G_B} - \frac{1}{G + \Delta G_C + G_o(X_{we})} = \frac{-\Delta G_B + \Delta G_C + G_o(X_{we})}{(G + \Delta G_B)(G + \Delta G_C + G_o(X_{we}))}. \quad (5.56)$$

Konduktancja wejściowa odpowiadająca rezystancji R_2 wyrazi się wzorem:

$$G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{G^2 + G\Delta G_C + G G_o(X_{we}) + G\Delta G_B + \Delta G_B \Delta G_C + \Delta G_B G_o(X_{we})}{-\Delta G_B + \Delta G_C + G_o(X_{we})}. \quad (5.57)$$



Rys. 5.10. Układ symulatora rezystancji z rezystorami o niejednakowych wartościach trzech konduktancji G

Konduktancję wejściową rozpatrywanego układu, stanowiącą konduktancję wyjściową symulatora, opisać można jako sumę konduktancji połączenia równoległego, a po dokonaniu eliminacji składników odejmujących się oraz po skreśleniu składników mało znaczących $\Delta G_B \Delta G_C$, $\Delta G_A \Delta G_C$, $\Delta G_A \Delta G_B$ otrzymamy:

$$\begin{aligned} G_{swy} &= -G - \Delta G_A + G_2 \cong \\ &\cong \frac{G^2 + G\Delta G_C + G\Delta G_B - G\Delta G_C + G\Delta G_B - G_o(X_{we})\Delta G_A + G_o(X_{we})\Delta G_B}{-\Delta G_B + \Delta G_C + G_o(X_{we})}. \end{aligned} \quad (5.58)$$

Rezystancję wyjściową symulatora rezystancji o układzie według rys. 5.10, jako odwrotność wyrażenia (5.58), można po uporządkowaniu opisać wzorem:

$$R_{\text{Swy}} \cong \frac{1}{G} \frac{\frac{G_o(X_{\text{we}})}{G} + \frac{\Delta G_C}{G} - \frac{\Delta G_B}{G}}{1 + 2 \frac{\Delta G_B}{G} + \frac{G_o(X_{\text{we}})}{G} \left(\frac{\Delta G_B}{G} - \frac{\Delta G_A}{G} \right)}. \quad (5.59)$$

Najgorszy przypadek wystąpi, gdy odchyłki konduktancji przyjmą wartości graniczne:

$$|\Delta G_A| = |\Delta G_B| = |\Delta G_C| = \Delta G, \quad (5.60)$$

$$\text{oraz gdy } \Delta G_A = -\Delta G, \text{ a także } \Delta G_C = -\Delta G \text{ i } \Delta G_B = +\Delta G. \quad (5.61)$$

W takim przypadku, dla małych wartości $G_o(X_{\text{we}}) \ll G$ charakterystykę symulatora można opisać równaniem:

$$R_{\text{Swy}} \cong \frac{1}{G} \left[\frac{G_o(X_{\text{we}})}{G} - 4 \frac{\Delta G}{G} \right]. \quad (5.62)$$

Dla dużych wartości symulowanej rezystancji, przy $G_o(X_{\text{we}}) \approx G$, charakterystykę symulatora rezystancji można opisać wzorem:

$$R_{\text{Swy}} \cong \frac{1}{G} \left[\frac{G_o(X_{\text{we}})}{G} - 6 \frac{\Delta G}{G} \right]. \quad (5.63)$$

Rozważania przeprowadzone wyżej wskazują na konieczność stosowania w układzie żyratora rezystorów G o stabilnej wartości konduktancji w czasie oraz o małym wpływie zmiany temperatury otoczenia na tą wartość.

W rozpatrywanym układzie istnieje potrzeba stosowania kilkunastu rezystorów dokładnych oraz wystąpić może znaczny błąd określony wzorem (5.63) na skutek odchyłek wartości konduktancji trzech rezystorów o pożądanej konduktancji G . Z tego powodu układ z żyratorem jest zasadny do stosowania do symulacji rezystancji o niezbyt dużych dokładnościach rzędu 1 %. W takim przypadku jest możliwość stosowania tanich rezystorów o tolerancji 0,1 % [165], których temperaturowy współczynnik rezystancji nie przekracza 25 ppm/°C, a stabilność wieloletnia (25 lat) nie przekracza 0,3 % (3000 ppm).

Zgodnie z opisem zawartym w rozdziale 5.1 oraz wzorem (5.16) jest możliwość realizacji symulatora konduktancji przy wykorzystaniu żyratora sterowanym cyfrowo bezpośrednim symulatorem rezystancji. Schemat takiego symulatora z żyratorem został podany na rys. 5.11.

W celu znalezienia opisu matematycznego charakterystyki przedstawionego na schemacie rys. 5.11 symulatora konduktancji, należy wyprowadzić wzór na konduktancję wejściową układu żyratora między punktami 1 i 2. Analiza ta będzie dotyczyła wymuszeń prądu stałego, dla schematu z rys. 5.11 z pominięciem kondensatorów C_1 .

Konduktancję wejściową $G_{\text{we}1}$ pierwszego konwertera ujemnej rezystancji ze wzmacniaczem W_1 opisuje wzór:

$$G_{\text{we}1} = -G. \quad (5.64)$$

Konduktancję wejściową $G_{\text{we}2}$ między punktem 3 oraz wspólnym punktem układu 2 opisuje wzór:

$$G_{we2} = -G - G_o(X_{we}). \quad (5.65)$$

Rezystancję wejściową drugiego konwertera ujemnej rezystancji R_2 z szeregowym rezystorem o konduktancji G opiszemy równaniami:

$$R_2 = \frac{1}{G} + \frac{1}{G_{we2}} = \frac{1}{G} - \frac{1}{G + G_o(X_{we})} = \frac{G + G_o(X_{we}) - G}{G[G + G_o(X_{we})]} = \frac{G_o(X_{we})}{G^2 + G G_o(X_{we})}. \quad (5.66)$$

Konduktancja wejściowa drugiego konwertera ujemnej rezystancji z szeregowym rezystorem o konduktancji G stanowi odwrotność wyrażenia (5.66):

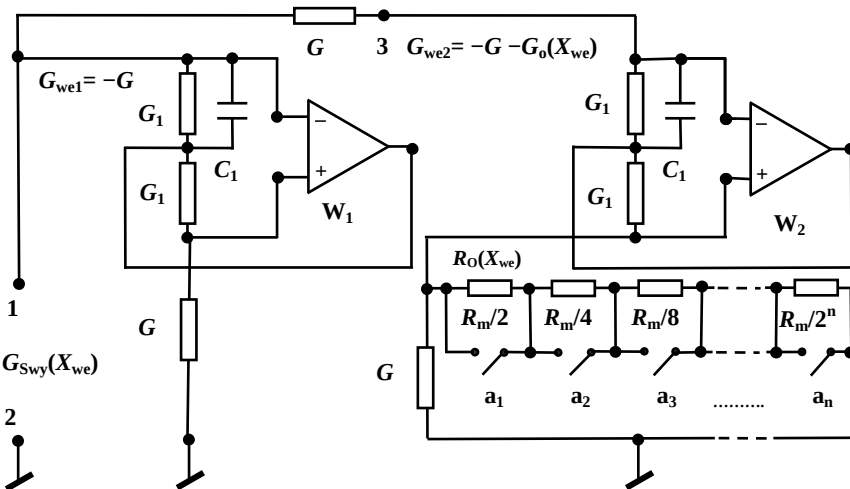
$$G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{G^2 + G G_o(X_{we})}{G_o(X_{we})} = \frac{G^2}{G_o(X_{we})} + G. \quad (5.67)$$

Konduktancja wejściowa żyrotora stanowiąca konduktancję wyjściową symulatora to suma (5.64) i (5.67):

$$G_{Swy} = -G + \frac{G^2}{G_o(X_{we})} + G = \frac{G^2}{G_o(X_{we})}. \quad (5.68)$$

Możemy opisać konduktancję $G_o(X_{we})$ symulatora bezpośredniego rezystancji wzorem:

$$\frac{1}{G_o(X_{we})} = R_m(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (5.69)$$



Rys. 5.11. Układ symulatora konduktancji z żyrotorem obciążonym symulatorem bezpośrednim rezystancji

Ostatecznie opis charakterystyki symulatora konduktancji z żyrotorem będzie następujący:

$$G_{\text{Swy}} = G^2 R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (5.70)$$

Przedstawione rozważania dotyczące wpływu odchyłek wartości konduktancji trzech rezystorów żyratora od pożądanej wartości G dotyczą także omówionego układu symulatora konduktancji o schemacie na rys. 5.11. Ten układ z żyratorem jest zasadny do symulacji rezystancji o niezbyt dużych dokładnościach.

5.5. Podsumowanie

Rozdział piąty omawia układy pośredniej realizacji symulatorów immitancji złożone z konwerterów lub inwerterów impedancji obciążonych symulatorami bezpośrednimi rezystancji lub symulatorami bezpośrednimi konduktancji.

Zostały opisane następujące układy:

- symulatora rezystancji z układami konwerterów ujemnej impedancji,
- symulatora rezystancji z układem wzmacniacza z oddzieleniem galwanicznym,
- symulatora rezystancji ze wzmacniaczem różnicowym o bardzo dużej rezystancji wejściowej dla napięcia wspólnego,
- symulatora rezystancji z układem żyratora stanowiącym inwerter konduktancji,
- symulatora konduktancji z układem żyratora stanowiącym inwerter rezystancji.

Wadą układów opisanych w tym rozdziale jest konieczność stosowania dużej liczby drogich rezystorów dokładnych. W symulatorze immitancji z konwerterami impedancji jest to liczba co najmniej ośmiu rezystorów dokładnych. W symulatorze immitancji z żyratorem jest to liczba co najmniej jedenastu rezystorów dokładnych.

Główną wadą opisanych symulatorów są błędy wynikające z niepomijalnej wartości rezystancji łączników w stanie przewodzenia (rzędu setek $m\Omega$) w porównaniu do wartości dokładnych rezystancji zwieranych lub włączanych w symulatorze bezpośrednim.

Powyższej wady nie mają symulatory nazwane synteзаторami, opisane w rozdziale szóstym, dzięki właściwemu wykorzystaniu monolitycznych przetworników cyfrowo-analogowych i wzmacniaczy monolitycznych.

6. Syntezatory immitancji

6.1. Cztery podstawowe algorytmy działania syntezaorów immitancji

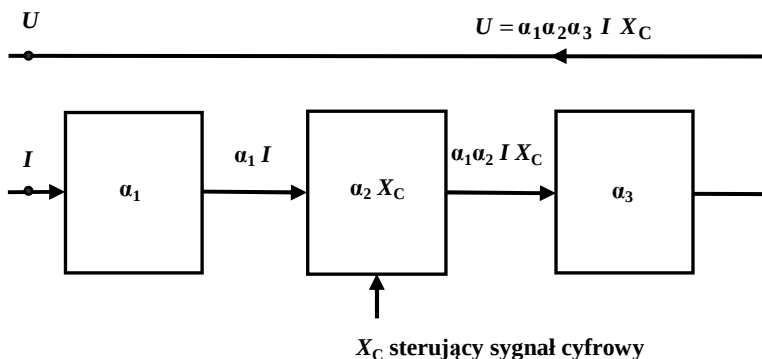
Opis algorytmów

W rozdziałach 4 i 5 zostały omówione symulatory immitancji wykorzystujące symulatory bezpośrednie immitancji do sterowania sygnałem cyfrowym. Aktualnie brakuje wykonań monolitycznych symulatorów bezpośrednich immitancji o dużej dokładności przy wymaganej dużej liczbie ustawień (czyli wysokiej rozdzielczości), co ilustruje tabela 4.1. Duże dokładności, a więc bardzo małe wartości tolerancji rezystancji występują tylko przy niewielkiej liczbie ustawień jak cztery [102].

Dostępne są liczne typy sterowanych cyfrowo monolitycznych przetworników cyfrowo-analogowych o rozdzielczości od 12 bitów do 18 bitów [20, 92, 94, 100, 157] i nieliczne typy o rozdzielczości 20 bitów [3]. Ilustrują to tabele 3.5 oraz 3.6 w rozdziale 3. Dlatego niniejszy rozdział 6 poświęcony jest układom symulatorów immitancji, nazywanym syntezatorami, stosującym przetworniki cyfrowo-analogowe i wzmacniacze monolityczne.

Istnieją cztery podstawowe algorytmy działania syntezaorów rezystancji i konduktancji. Algorytmy działania każdej odmiany syntezaora można przedstawić w postaci schematu blokowego z opisem funkcji poszczególnych bloków.

Na rys. 6.1 przedstawiono algorytm działania pierwszej odmiany cyfrowego syntezaora rezystancji. Jest to układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości prądu I na wyjściu syntezaora oraz formujący i wymuszający napięcie U na zaciskach wyjściowych syntezaora proporcjonalne do prądu i proporcjonalne do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . A to powoduje, że syntezerowana rezystancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego X_C .



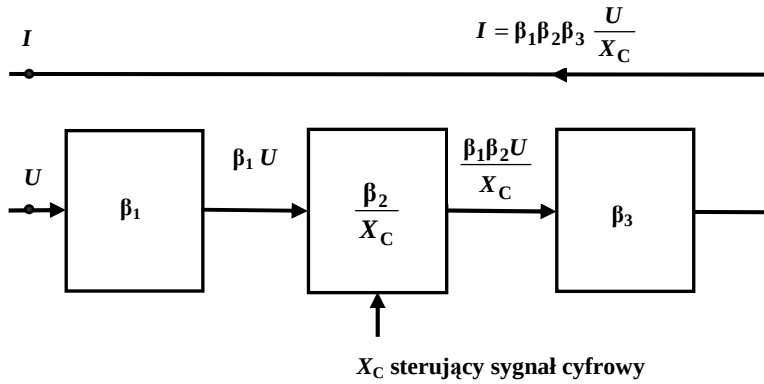
Rys. 6.1. Schemat blokowy syntezaora rezystancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia na wyjściu symulowanej rezystancji

Na podstawie tego schematu blokowego można napisać wzór na rezystancję wyjściową syntezy $R_{S_{wy}}$:

$$R_{S_{wy}} = \frac{U}{I} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 I X_C}{I} = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 X_C. \quad (6.1)$$

Jak widać, zastosowane w układzie elektronicznym układy wzmacniania i przetwarzania sygnału pozwalają na wprowadzenie pożądanej wartości wynikowego współczynnika $\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3$.

Na rys. 6.2 przedstawiono algorytm działania drugiej odmiany cyfrowego syntezy rezystancji. Jest to układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości napięcia U na wyjściu syntezy oraz formujący i wymuszający prąd I na wyjściu syntezy proporcjonalny do napięcia U i odwrotnie proporcjonalny do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . A to powoduje, że syntezywana rezystancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego.



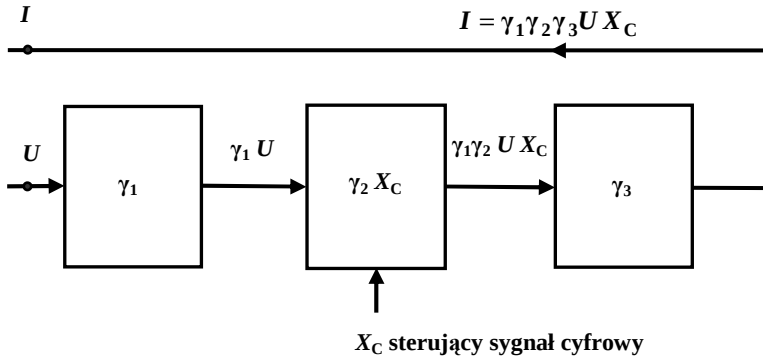
Rys. 6.2. Schemat blokowy syntezy rezystancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu na wyjściu symulowanej rezystancji

Rezystancja wyjściowa syntezy $R_{S_{wy}}$ może być opisana wzorem:

$$R_{S_{wy}} = \frac{U}{I} = \frac{U X_C}{\beta_1 \beta_2 \beta_3 U} = \frac{X_C}{\beta_1 \beta_2 \beta_3}. \quad (6.2)$$

Zastosowane w układzie elektronicznym układy wzmacniania i przetwarzania sygnału pozwalają na wprowadzenie pożądanej wartości wynikowego współczynnika $1/\beta_1 \beta_2 \beta_3$.

Na rys. 6.3 przedstawiono algorytm działania trzeciej odmiany cyfrowego syntezy konduktancji. Jest to układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości napięcia U na wyjściu syntezy oraz formujący i wymuszający prąd I na wyjściu syntezy proporcjonalny do napięcia U i proporcjonalny do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . A to powoduje, że syntezywana konduktancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego.



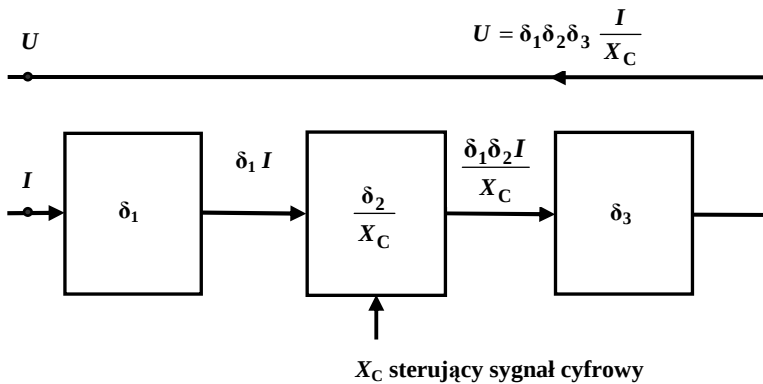
Rys. 6.3. Schemat blokowy syntezy konduktancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu na wyjściu symulowanej konduktancji

Zgodnie z rys. 6.3 konduktancja syntezy G_{Swy} może być opisana wzorem:

$$G_{\text{Swy}} = \frac{I}{U} = \frac{\gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 U X_C}{U} = \gamma_1 \gamma_2 \gamma_3 X_C. \quad (6.3)$$

Zastosowane w układzie elektronicznym układy wzmacniania i przetwarzania sygnału pozwalają na wprowadzenie pożądanej wartości wynikowego współczynnika $\gamma_1 \gamma_2 \gamma_3$.

Na rys. 6.4 przedstawiono algorytm działania czwartej odmiany cyfrowego syntezy konduktancji. Jest to układ formujący sygnał proporcjonalny do wartości prądu I na wyjściu syntezy oraz formujący i wymuszający napięcie U na zaciskach wyjściowych syntezy proporcjonalne do prądu i odwrotnie proporcjonalne do wartości cyfrowego sygnału sterującego X_C . A to powoduje, że syntezowana konduktancja jest proporcjonalna do sygnału cyfrowego.



Rys. 6.4. Schemat blokowy syntezy konduktancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia na wyjściu symulowanej konduktancji

Konduktancja wyjściowa syntezy G_{swy} może być opisana wzorem:

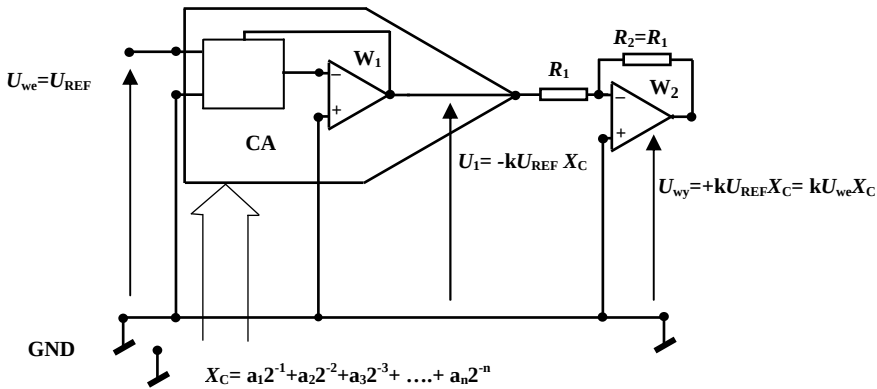
$$G_{\text{swy}} = \frac{I}{U} = \frac{I X_C}{\delta_1 \delta_2 \delta_3 I} = \frac{X_C}{\delta_1 \delta_2 \delta_3}. \quad (6.4)$$

Zastosowane w układzie elektronicznym układy wzmacniania i przetwarzania sygnału pozwalają na wprowadzenie pożądanej wartości wynikowego współczynnika $1/\delta_1 \delta_2 \delta_3$.

Realizacja algorytmu mnożenia przez sygnał cyfrowy

Algorytm mnożenia sygnału wejściowego napięciowego przez sygnał cyfrowy jest realizowany za pomocą monolitycznego przetwornika cyfrowo-analogowego. Przegląd parametrów takich przetworników zawierają tabele 3.5 oraz 3.6, z których wynika, że przetworniki cyfrowo-analogowe o najlepszej dokładności i dużej rozdzielczości przeważnie wymagają stosowania dodatkowego wzmacniacza monolitycznego, który realizuje wyjście inwersyjne przetwornika cyfrowo-analogowego.

Przetwornik cyfrowo-analogowy sterowany sygnałem cyfrowym stanowi układ mnożący napięcie referencyjne U_{REF} przez sygnał cyfrowy X_C , a wzmacniacz wyjściowy W_1 wprowadza inwersję znaku sygnału napięciowego wyjściowego. Dlatego w niektórych układach syntezy trzeba dodawać drugi wzmacniacz inwersyjny napięcia W_2 o wzmocnieniu równym -1 V/V , aby uformować sygnał wyjściowy bez inwersji sygnału. Odpowiedni schemat układu elektrycznego przedstawiono na rys. 6.5.



Rys. 6.5. Układ mnożący napięcie wejściowe U_{we} przez sygnał cyfrowy X_C

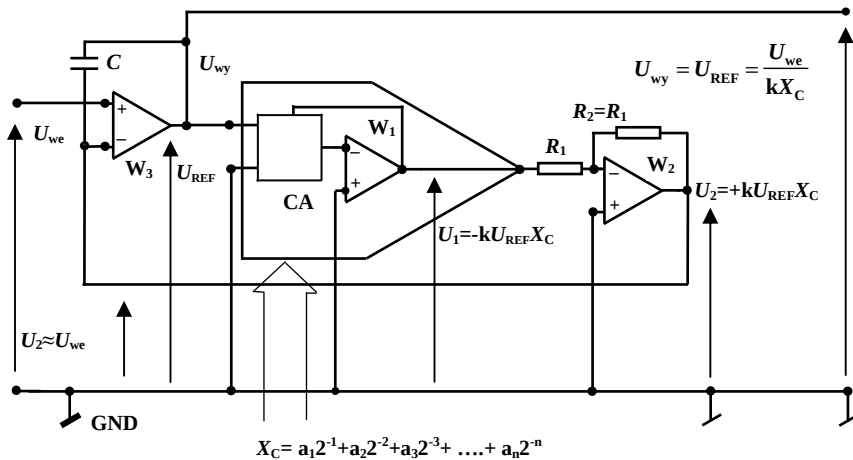
Napięcie wyjściowe układu można opisać wzorem:

$$U_{\text{wy}} = k U_{\text{we}} X_C. \quad (6.5)$$

Układ z rys. 6.5 jest przykładowym układem mnożącym sygnał napięciowy przez sygnał cyfrowy X_C . Wadą tego układu jest niezbyt duża wartość rezystancji wejściowej rzędu kilkunastu lub kilkudziesięciu $\text{k}\Omega$, zazwyczaj cechująca monolityczne przetworniki cyfrowo-analogowe.

Realizacja algorytmu dzielenia przez sygnał cyfrowy

Algorytm dzielenia sygnału napięciowego wejściowego przez sygnał cyfrowy może być realizowany w układzie z dodatkowym wzmacniaczem monolitycznym W_3 dodanym na wejściu. Sygnał ujemnego sprzężenia zwrotnego tego wzmacniacza jest pobierany z wyjścia nieinwersyjnego za przetwornikiem cyfrowo-analogowym, tak jak to pokazano na rys. 6.6. W celu zapewnienia stabilnej pracy układu, bez wzbudzeń, niezbędny jest dodatkowy o niewielkiej pojemności kondensator C , który realizuje ujemne różniczkujące sprzężenie zwrotne wzmacniacza W_3 .



Rys. 6.6. Układ dzielnicy napięcie wejściowe przez sygnał cyfrowy

Sygnały przetwornika cyfrowo-analogowego opisać można jak poniżej:

$$U_{we} \approx U_2, \quad (6.6)$$

$$U_{wy} = U_{REF}, \quad (6.7)$$

$$U_2 = k U_{REF} X_C, \quad (6.8)$$

Z równania (6.8) wynika opis przybliżony charakterystyki układu:

$$U_{wy} = \frac{U_{we}}{k X_C}. \quad (6.9)$$

Układ z rys. 6.6 jest przykładowym układem dzielącym sygnał napięciowy wejściowy przez sygnał cyfrowy X_C .

Oczywiście można realizować inne układy dzielenia sygnału napięcia przez sygnał cyfrowy, jednak przytoczony wyżej układ charakteryzuje się ważną zaletą, gdyż ma bardzo dużą wartość rezystancji wejściowej układu pomiaru napięcia U_{we} .

6.2. Warunki prawidłowej współpracy syntezy z miernikiem symulowanej immitancji

Istotnymi warunkami prawidłowej współpracy syntezy z miernikiem symulowanej immitancji są:

- zastosowanie właściwych połączeń przewodowych,
- dopasowanie zakresów zmian sygnałów napięciowych symulatora i miernika,
- dopasowanie zakresów zmian sygnałów prądowych symulatora i miernika.

Układy połączeń przewodowych

Syntezatory immitancji dzięki odpowiedniemu zastosowaniu przetworników cyfrowo-analogowych, wzmacniaczy monolitycznych i rezystorów dokładnych powinny zapewniać duże dokładności symulowanej immitancji w jej odbiorniku.

Omówione algorytmy dotyczą realizacji układów elektronicznych, które wytwarzają sterowaną cyfrowo immitancję między zaciskami wyjściowymi syntezy. Rezystancje połączeń przewodowych między syntezy, a miernikiem sygnału immitancji wprowadzić mogą znaczące błędy. Dla pewnego zakresu symulowanych wartości immitancji wynika konieczność stosowania wieloprzewodowego połączenia syntezy z miernikiem. Będzie to połączenie czteroprzewodowe, jakie powinno być stosowane przy bardzo dokładnych pomiarach cyfrowymi miernikami rezystancji. Bywają też stosowane mierniki o połączeniu dwuprzewodowym i trójprzewodowym.

Przykładowy dokładny cyfrowy multimetr firmy Keithley typu 2002 [66] na zakresach pomiarowych od 20 Ω do 2 M Ω stosuje pomiar czteroprzewodowy lub dwuprzewodowy, a na zakresach od 20 M Ω do 1 G Ω stosuje tylko pomiar dwuprzewodowy. Multimetr Fluke 8508A [51] (obecnie już nieprodukowany) zapewnia pomiar rezystancji czteroprzewodowy lub dwuprzewodowy na zakresie od 2 Ω do zakresu 2 G Ω . Multimetr Fluke 8808A [52] zapewnia pomiar czteroprzewodowy lub dwuprzewodowy na zakresach od 200 Ω do 100 M Ω .

Prezentowane w dalszej części rozdziału 6 schematy układów syntezy uwzględniają, tam gdzie jest to możliwe, połączenia do pomiaru czteroprzewodowego. Zaciski do tego pomiaru na syntezy oznaczono: HI (poziom wysoki – zacisk prądowy), HV (poziom wysoki – zacisk napięciowy), LV (poziom niski – zacisk napięciowy), LI (poziom niski – zacisk prądowy). Jest sprawą oczywistą, że w przypadku syntezy o małej dokładności, podobnie jak dla symulatorów omówionych w rozdziałach 4 i 5 wystarczy podawać tylko dwa zaciski. Na schematach syntezy o małej dokładności należy odpowiednio pary zacisków w układzie wewnętrznym schematu zwierać – zacisk HI z HV oraz zacisk LV z LI.

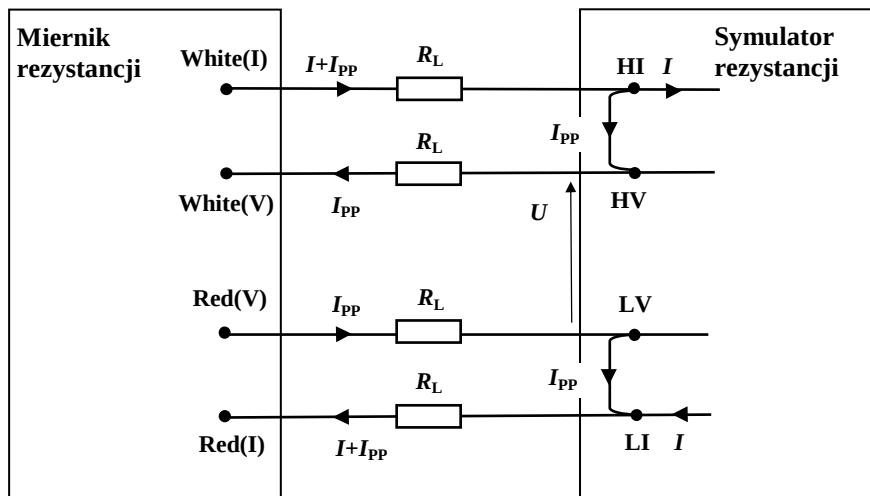
Zgodnie z normą na czujniki rezystancyjne platynowe PN-EN60751 [59] końcówki czujników oznacza się nazwami kolorów: „White” oraz „Red”. Przy połączeniu czteroprzewodowym na jednym końcu rezystora są dwie końcówki oznaczone White i White oraz na drugim końcu rezystora są też dwie końcówki oznaczone Red i Red. Przy połączeniu dwuprzewodowym są tylko dwie końcówki oznaczone White oraz Red stanowiące wyprowadzenia dwu końców rezystora. Przy połączeniu trójprzewodowym wyprowadzenie jednego końca czujnika rezystancyj-

nego jest zawsze oznaczone White, a dwa wyprowadzenia drugiego końca czujnika rezystancyjnego są zawsze oznaczone Red i Red.

Na podanych dalej schematach połączeń symulatora przewody łączące zaciski symulatora są doprowadzane do zacisków miernika rezystancji oznaczonych omówionymi wyżej symbolami White oraz Red. Instrukcje mierników rezystancji podają jak dołączać czujnik o połączeniu trójprzewodowym (dwa końcówki – Red i Red i jedna końcówka – White). Bardzo rzadko dokładne mierniki rezystancji zapewniają pomiar trójprzewodowy.

Połączenie czteroprzewodowe

Na rys. 6.7 podano schemat połączenia czteroprzewodowego symulatora z miernikiem sygnału rezystancyjnego. Oczywiście schemat ten dotyczy także pomiaru symulowanej konduktancji, gdyż w obecnej ofercie cyfrowych przyrządów pomiarowych nie spotyka się zakresów pomiaru konduktancji tymi przyrządami. Wartość konduktancji wylicza się z wartości rezystancji pomierzonej miernikiem rezystancji.



Rys. 6.7. Połączenie czteroprzewodowe symulatora z miernikiem rezystancji

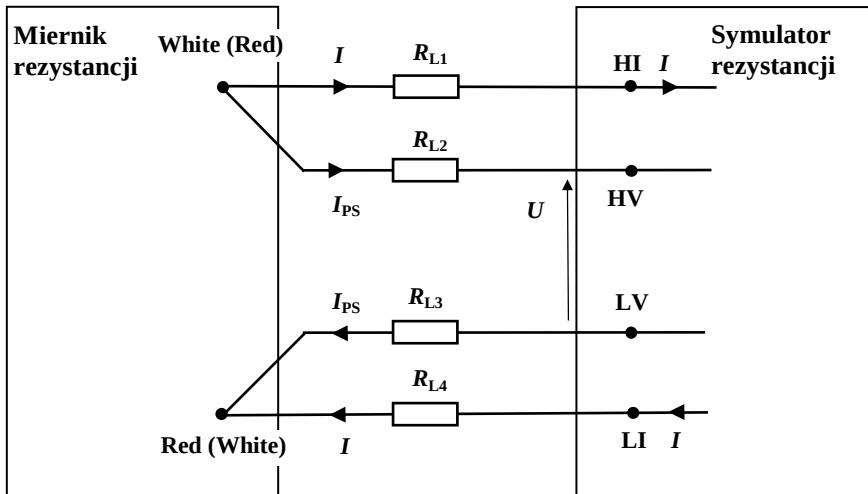
Ponieważ mierniki rezystancji przy pomiarze czteroprzewodowym mają zawsze oznaczone zaciski prądowe (I) oraz napięciowe (V), to też na rys. 6.7 przy nazwach końcówek White oraz Red uzupełniono opis wpisując odpowiednio symbole (I) oraz (V). Należy zauważyć, że mierniki rezystancji oraz symulatory rezystancji zazwyczaj prawidłowo pracują zarówno przy dodatniej polaryzacji napięcia jak i przy ujemnej polaryzacji napięcia. Toteż wyprowadzenia HI oraz HV z symulatora mogą także zostać przełączone do Red(I) oraz Red(V), a wyprowadzenia LI oraz LV z symulatora mogą odpowiednio zostać przełączone do White(I) oraz White (V) celem zmiany polaryzacji napięcia U na przeciwną w symulatorze. Taką zmianę

połączeń wykonuje się celem sprawdzenia charakterystyki symulatora przy przeciwniej, na przykład ujemnej polaryzacji napięcia wejściowego na symulatorze.

Na schemacie umieszczono dwie zwory między zaciskami HI i HV oraz między zaciskami LI i LV, gdyż zazwyczaj prąd I_{pp} pomiaru napięcia miernika rezystancji jest bardzo mały w stosunku do prądu pomiarowego I symulowanej rezystancji. W takim przypadku dwa spadki napięcia na rezystancjach dwu przewodów łączących $R_L I_{pp} + R_L I_{pp}$ mają wartości pomijalne w stosunku do wartości napięcia U na symulowanej rezystancji.

Połączenie dwuprzewodowe

Na rys. 6.8 podano schemat połączenia dwuprzewodowego między symulatorem a miernikiem sygnału rezystancyjnego.



Rys. 6.8. Połączenie dwuprzewodowe symulatora z miernikiem rezystancji

Schemat zawiera połączenia dwoma przewodami zacisków HI i HV do zacisku White (lub Red) oraz połączenie dwoma przewodami zacisków LI i LV do zacisku oznaczonego Red (lub White). Połączenie takie jest szczególnie zalecane przy symulacji małych wartości symulowanej rezystancji. Przy takim połączeniu wystąpi błąd pomiaru od dwu spadków napięcia o wartości $(R_{L2} + R_{L3})I_{ps}$, gdzie I_{ps} to prąd wejściowy układu pomiarowego napięcia U symulatora. Trzeba zauważyć, że wartość prądu I_{ps} jest znacznie mniejsza od wartości prądu I wymuszanego przez układ pomiarowy miernika rezystancji. Jeżeli zapewni się bardzo małe wartości rezystancji połączeń R_L , to spadki napięcia $(R_{L2} + R_{L3})I_{ps}$ na dwu rezystancjach połączenia HV z White (Red) i LV z Red (White) będą miały wartości pomijalne.

W celu wprowadzenia zmiany polaryzacji napięcia symulatora U na przeciwną, należy zmienić połączenia przewodów łączących zaciski HI i HV z zacisku miernika opisanego White (Red) na zacisk Red (White) oraz zmienić połączenia

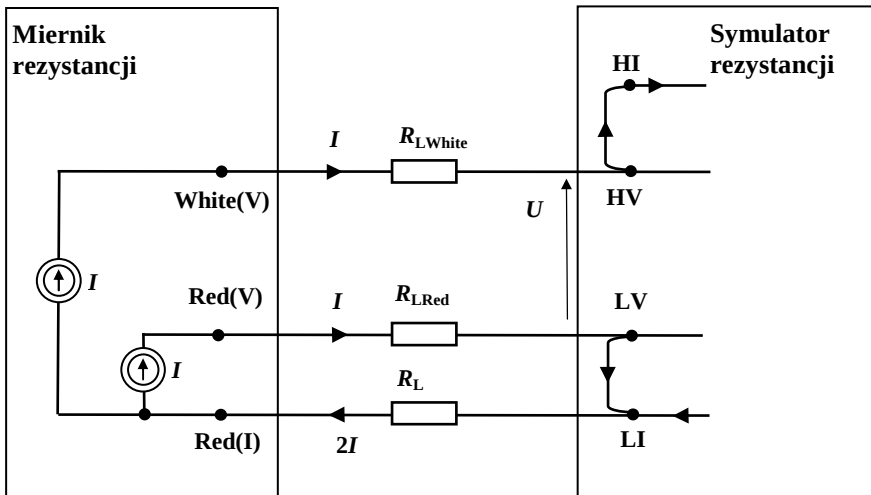
przewodów łączących zaciski LI i LV z zacisku miernika opisanego Red (White) na zacisk White (Red).

Połączenie trójprzewodowe

Na rys. 6.9 podano schemat połączenia trójprzewodowego między symulatorem a miernikiem sygnału rezystancyjnego.

Warunkiem dokładnego pomiaru symulowanej rezystancji jest dokładna równość wartości rezystancji połączeń oznaczonych R_{LWhite} i R_{LRed} :

$$R_{LWhite} = R_{LRed}. \quad (6.10)$$



Rys. 6.9. Połączenie trójprzewodowe symulatora z miernikiem rezystancji

W nawiązaniu do rys. 3.3 i towarzyszącemu mu opisu w rozdziale 3.1.3, na rys. 6.9 uwidoczniono podstawową cechę miernika rezystancji o połączeniu trójprzewodowym, że miernik ten wymusza dwie jednakowe wartości prądów I w rezystancjach połączeń R_{LWhite} i R_{LRed} . Na rysunku zaznaczono to obecnością dwu źródeł prądowych I . Oczywiście suma tych dwu prądów o wartości $2I$ powraca do miernika przez trzeci przewód łączący o rezystancji R_L do zacisku Red(I).

Opisana specyfika miernika rezystancji o połączeniu trójprzewodowym nie pozwala na zmianę biegunowości napięcia U na zaciskach HV i LV symulatora rezystancji zmianą połączeń przewodów, to co jest możliwe na rys. 6.7 i rys. 6.8. Zmieniać biegunowość napięcia U można, jeżeli miernik rezystancji o połączeniu trójprzewodowym taką zmianę umożliwi przez odpowiednie przełączenia wewnątrz jego schematu.

Dopasowanie zakresów zmian sygnałów napięciowych

Podczas współpracy syntezy z miernikiem immitancji, czyli odbiornikiem symulowanej immitancji, miernik immitancji wymusza odpowiedni dla niego zakres

zmian napięć na symulowanej rezystancji lub symulowanej konduktancji. Z tego wynika, że prawidłowo pracujący symulator powinien realizować swoje funkcje przy wartościach bezwzględnych napięć nie mniejszych niż napięcia wymuszane przez miernik immitancji.

Przy badaniu syntezy rezystancji, zakres zmian symulowanej rezystancji jest zazwyczaj zawarty między wartością maksymalną R_{maks} , a wartością minimalną 0Ω . W tym przypadku największa wartość napięcia stanowi iloczyn wartości maksymalnej rezystancji i prądu I_m wymuszanego przez miernik rezystancji, która jest równa $U_{\text{maks}} = R_{\text{maks}} I_m$. Jeżeli syntezy jest przystosowany do pracy zarówno przy dodatnich napięciach jak i przy ujemnych napięciach, to powinien on prawidłowo pracować przy napięciach $\pm U_{\text{maks}}$.

Przy badaniu syntezy konduktancji miernikiem rezystancji, zakres zmian symulowanej rezystancji jest zazwyczaj zawarty między wartością maksymalną $G_{\text{maks}} = 1/R_{\text{maks}}$, a wartością minimalną konduktancji (0 simensów), co odpowiada symulowanej wartości rezystancji nieskończenie wielkiej (przerwa w obwodzie wyjściowym symulatora). Odpowiada to napięciu na zaciskach miernika rezystancji, która jest wytwarzana przez miernik rezystancji przy „otwartych” (ang. *open circuit*) jego zaciskach pomiarowych. Dane techniczne mierników rezystancji zawierają informacje o takiej wartości napięć przy otwartych zaciskach mierników.

Przykładowo można przytoczyć informacje o tym parametrze multimetru cyfrowego typ 2002 firmy Keithley [66] podaną w tabeli 6.1.

Tab. 6.1. Napięcie na zaciskach otwartych multimetru 2002 Keithley na zakresie pomiaru rezystancji

Zakres	20 Ω	200 Ω	2 k Ω	20 k Ω	200 k Ω	2 M Ω	20 M Ω	200 M Ω	1 G Ω
Napięcie	5 V	5 V	5 V	5 V	5 V	6 V	14 V	14 V	14 V

Jak widać symulator konduktancji współpracujący z multimetrem typu 2002 firmy Keithley na zakresach pomiarowych od 20Ω do $2 \text{ M}\Omega$ powinien zapewniać prawidłową pracę przy napięciach nie mniejszych niż $\pm 6 \text{ V}$. Natomiast na zakresach $20 \text{ M}\Omega$, $200 \text{ M}\Omega$ oraz $1 \text{ G}\Omega$ powinien zapewniać prawidłową pracę przy napięciach nie mniejszych niż $\pm 14 \text{ V}$.

Typ multimetru 8508A firmy Fluke [51] na zakresach pomiarowych $20 \text{ M}\Omega$, $200 \text{ M}\Omega$, $2 \text{ G}\Omega$ oraz $20 \text{ G}\Omega$ stosuje napięcie pomiarowe o wartości 200 V . Toteż symulatory rezystancji izolacji powinny zapewniać prawidłową współpracę z tym multimetrem przy napięciach nie mniejszych niż 200 V .

Mierniki dużych rezystancji mierzonych w $\text{G}\Omega$ (gigaomach – $10^9 \Omega$) oraz mierniki bardzo dużych rezystancji mierzonych w $\text{T}\Omega$ (teraomach – $10^{12} \Omega$) stosują testowe napięcia zawarte w przedziale od 50 V do 15 kV [151].

Dopasowanie zakresów zmian sygnałów prądowych

Należy zauważyć, że współczesne dokładne multimetry nie oferują zakresów pomiarowych konduktancji, mają zakresy pomiarowe rezystancji, a konduktancja jest wyliczana jako odwrotność pomierzonej rezystancji.

Przy współpracy syntezy z miernikiem rezystancji, czyli odbiornikiem symulowanej rezystancji lub konduktancji, to miernik wymusza odpowiedni dla niego zakres zmian prądów na symulowanej immitancji. Z tego wynika, że prawidłowo pracujący symulator powinien realizować swoje funkcje przy wartościach bezwzględnych prądów nie mniejszych niż prądy wymuszane przez miernik rezystancji.

Przykładowo można podać zestawienie zakresów pomiarowych rezystancji i zakresu prądów pomiarowych dla multimetrów cyfrowych typu 2001 [66], typu 2002 [65, 66] firmy Keithley oraz typu 8508A firmy Fluke [51].

Tab. 6.2. Przykładowe prądy pomiarowe na różnych zakresach multimetrów cyfrowych

Zakres	20 Ω	200 Ω	2 k Ω	20 k Ω	200 k Ω	2 M Ω	20 M Ω	200 M Ω	1 G Ω lub 2G Ω
Typ 2001 prąd pomiarowy	9,2 mA	980 μ A	980 μ A	89 μ A	7 μ A	770 nA	–	–	–
Typ 2002 prąd pomiarowy	7,2 mA	960 μ A	960 μ A	96 μ A	9,6 μ A	1,9 μ A	1,4 μ A ¹⁾ równolegle 10 M	1,4 μ A ¹⁾ równolegle 10 M	1 G Ω 1,4 μ A ¹⁾ równolegle 10 M
Typ 8508A prąd pomiarowy	10 mA	1 mA	100 μ A	10 μ A	10 μ A	1 μ A	100 nA ²⁾ 10 μ A ⁴⁾	10 nA ²⁾ 1 μ A ⁴⁾	2 G Ω 10 nA ³⁾ 100 nA ⁴⁾

¹⁾ Równolegle do źródła 1,4 μ A zostaje włączony rezystor 10 M Ω .

²⁾ Dla zakresu zmian napięć do 2 V.

³⁾ Dla zakresu zmian napięć do 20 V.

⁴⁾ Dla trybu pomiaru przy wysokim napięciu 200 V.

Trzeba dodać, że typ multimetru 8508A ma zakres pomiarowy 2 Ω z prądem pomiarowym o wartości 100 mA (zakres zmian napięć do 200 mV). A także ma zakres pomiarowy 20 G Ω z prądem pomiarowym 10 nA w trybie pomiaru przy wysokim napięciu 200 V.

6.3. Syntezatory rezystancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego

Przedstawione zostaną trzy różne układy elektroniczne z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego. Przykłady podaje literatura [71, 72, 148, 149].

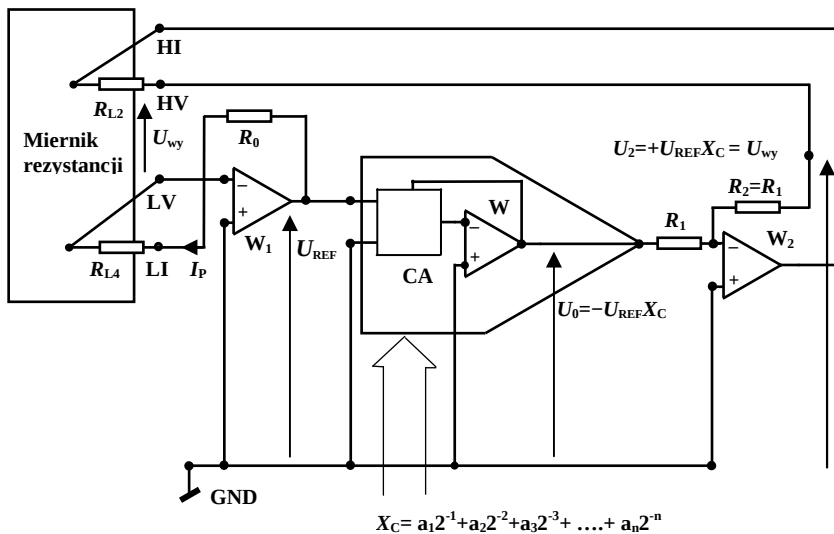
Opis działania tych układów zostanie przedstawiony na podstawie uproszczonych schematów, podobnych do podanych na rys. 6.5 oraz rys. 6.6.

Te uproszczone schematy nie zawierają połączeń układów zasilających. Uproszczone schematy nie przedstawiają takich elementów jak potencjometry strojenkowe, kondensatory odblokowujące napięcia zasilające, ani nie zawierają kondensatorów tak zwanej kompensacji częstotliwościowej zapewniających stabilną pracę, bez wzbudzeń układów.

Elementy te, konieczne przy realizacji aplikacyjnej układów, są zazwyczaj podawane na pełnych schematach [72–74]. Przy modyfikacji układów, po zmianie wzmacniaczy monolitycznych lub po zmianach przetwornika cyfrowo-analogowego należy zapoznać się z danymi technicznymi producentów zmienianych elementów. Producenci podają odpowiednie zalecenia dotyczące potencjometrów strojenkowych, zasilania, kondensatorów odblokowujących i kondensatorów zapewniających stabilną pracę wzmacniaczy.

Układ syntezy stosowany w kalibratorze C-405 [148, 149]

Na rys. 6.10 został podany uproszczony schemat układu syntezy z cyfrowym sterowaniem napięcia wyjściowego zastosowany w uniwersalnym kalibratorze typu C-405 produkowanym przez polską firmę Calmet [148, 149].



Rys. 6.10. Schemat układu syntezy z cyfrowym proporcjonalnym sterowaniem napięcia wyjściowego bez zacisku wyjściowego dołączonego do wspólnego punktu sygnałowego GND syntezy

Cytowana literatura [148, 149] podaje schemat połączenia dwuprzewodowego z miernikiem rezystancji. Schemat na rys. 6.10 został przez autora uzupełniony o zaciski wyjściowe pozwalające na czteroprzewodowe łączenie układu do odbiornika symulowanej rezystancji lub do odpowiedniego dokładnego miernika rezystancji pozwalającego na kontrolę dokładności symulowanej rezystancji zgodnie z opisem układu połączeń (rozdz. 6.2). Przy połączeniu dwuprzewodowym należy zwró-

cić uwagę na konieczność minimalizacji wartości rezystancji połączeń R_{L2} , a szczególnie R_{L4} , gdyż na tej rezystancji występuje spadek napięcia od pełnej wartości prądu I_p wymuszanego przez układ pomiarowy miernika rezystancji. Przy pomiarze czteroprzewodowym (rys. 6.7) nie występuje błąd od spadku napięcia na rezystancji połączenia R_{L4} .

Na schemacie z rys. 6.10, zgodnie z opisem literatury [148, 149], przetwornik cyfrowo-analogowy CA ma wyjście inwersyjne o napięciu:

$$U_0 = -U_{REF} X_C = -R_0 I_P X_C, \quad (6.11)$$

toteż układ syntezy wymaga zastosowania drugiego wzmacniacza W_2 zapewniającego inwersję i wzmocnienie R_2/R_1 :

$$U_2 = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right)(-U_{REF} X_C) = \frac{R_2}{R_1} R_0 I_P X_C. \quad (6.12)$$

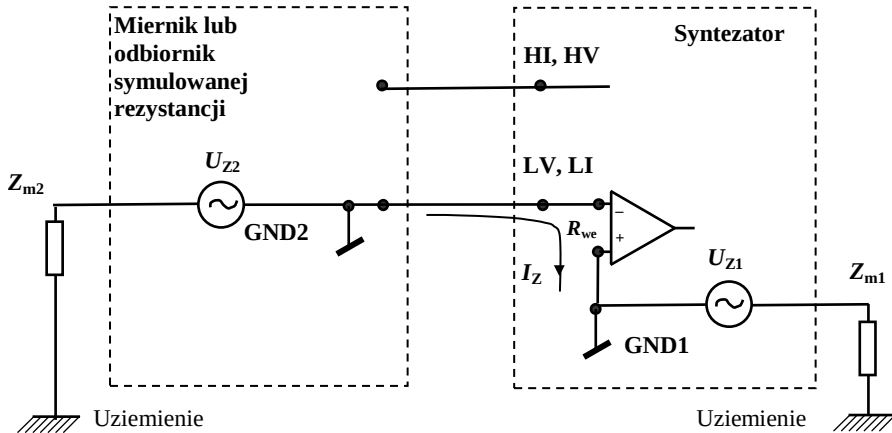
Ponieważ napięcie wejściowe wzmacniacza W_1 jest praktycznie równe zero ($\pm 10 \mu V$, wzmocnienie wzmacniacza jest bardzo duże rzędu $10^6 V/V$), to można przyjąć, że napięcie U_2 wzmacniacza W_2 jest równe napięciu wyjściowemu U_{wy} syntezy:

$$U_{wy} = U_2. \quad (6.13)$$

Symulowana rezystancja może zostać opisana wzorem:

$$R_{S_{wy}} = \frac{U_{wy}}{I_p} = \frac{R_2 I_p R_0 X_C}{R_1 I_p} = \frac{R_2}{R_1} R_0 X_C, \quad (6.14)$$

gdzie sygnał cyfrowy $X_C = a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}$, sygnał ten jest formowany przez układ mikroprocesorowy.



Rys. 6.11. Droga prądu pojemnościowego o częstotliwości sieci zasilającej zakłócającego pracę syntezy o schemacie z rys. 6.10.

Wadą układu jest to, że żaden z zacisków wyjściowych (HI, HV, LV, LI) nie jest bezpośrednio połączony ze wspólnym punktem sygnałowym syntezy GND1 (rys. 6.11). Pojawiają się zakłócenia od prądu pojemnościowego I_Z o częstotliwości sieci zasilającej (50 Hz, 60 Hz) wzmacniane przez wzmacniacz syntezy.

Wszystkie urządzenia elektroniczne zasilane z elektrycznej sieci energetycznej, a także te zasilane bateryjnie, ponieważ znajdują się w polu elektrycznym oraz magnetycznym urządzeń elektrycznej sieci o częstotliwości 50 Hz (USA 60 Hz) są narażone na zakłócające działanie prądów pojemnościowych o częstotliwości sieciowej. Wynikiem tego każdy wspólny punkt sygnałowy takiego urządzenia „n” oznaczany symbolem GNDn charakteryzuje się istnieniem szeregowego źródła napięcia zakłócającego U_{zn} oraz szeregowej impedancji pojemnościowej Z_{mn} do uziemienia o umownym potencjale równym zero.

Przykładowy schemat połączenia syntezy i miernika stanowiącego odbiornik symulowanej rezystancji podano na rys. 6.11. W urządzeniach takich jak mierniki rezystancji oraz syntezatory, źródła napięć zakłócających U_Z mogą mieć wartości od ułamka wolta do kilkudziesięciu woltów o częstotliwości 50 Hz, a impedancje Z_m odpowiadają pojemności o wartości kilkudziesięciu pF. Na podstawie schematu podanego na rys. 6.11 można określić wartość prądu zakłócającego I_Z :

$$\bar{I}_Z = \frac{\bar{U}_{Z1} + \bar{U}_{Z2}}{\bar{Z}_{m1} + \bar{Z}_{m2}}. \quad (6.15)$$

Zakładając, że suma napięć zakłócających wynosi 1 V (wartość skuteczna), a zastępcza pojemność sumy impedancji wynosi 30 pF, otrzymamy wartość skuteczną prądu zakłócającego ok. 10 nA o częstotliwości 50 Hz (60 Hz). Przyjmując minimalną wartość rezystancji wejściowej wzmacniacza monolitycznego $R_{we} = 10 \text{ M}\Omega$ (tab. 3.2, np. dla wzmacniacza OPA227P [32]), obliczymy bardzo dużą wartość rzędu 100 mV napięcia zakłócającego na wejściu wzmacniacza W_1 .

Inne znane opracowania syntezy rezystancji oraz konduktancji stosują specjalne schematy, w których jeden z zacisków wyjścia syntezy jest połączony ze wspólnym punktem sygnałowym GND danego syntezy. Zapewnia to odporność układów takich syntezy na zakłócające prądy pojemnościowe o częstotliwości 50 Hz lub 60 Hz sieci zasilającej.

Wracając do układu syntezy (rys. 6.10), można przytoczyć kilka parametrów technicznych symulatora [148, 149]. Kalibrator C-405 realizuje m.in. funkcje symulatora rezystancji czujników termorezystancyjnych Pt, Ni i Cu. Oferuje dwa podzakresy – pierwszy 0...400 Ω (dla czujników Pt 100, Cu 100 i Ni 100) z prądem pomiarowym I_p w zakresie od wartości 0,12 mA do 3 mA, oraz drugi podzakres 0...4000 Ω (dla czujników Pt 500 i Pt 1000) z prądem pomiarowym I_p w zakresie od 0,06 mA do 0,5 mA.

Błąd podstawowy dla zakresu 400 Ω wynosi 0,03 % (300 ppm) +0,3 °C, a dla zakresu 4000 Ω wynosi 0,03 % (300 ppm) +0,53 °C.

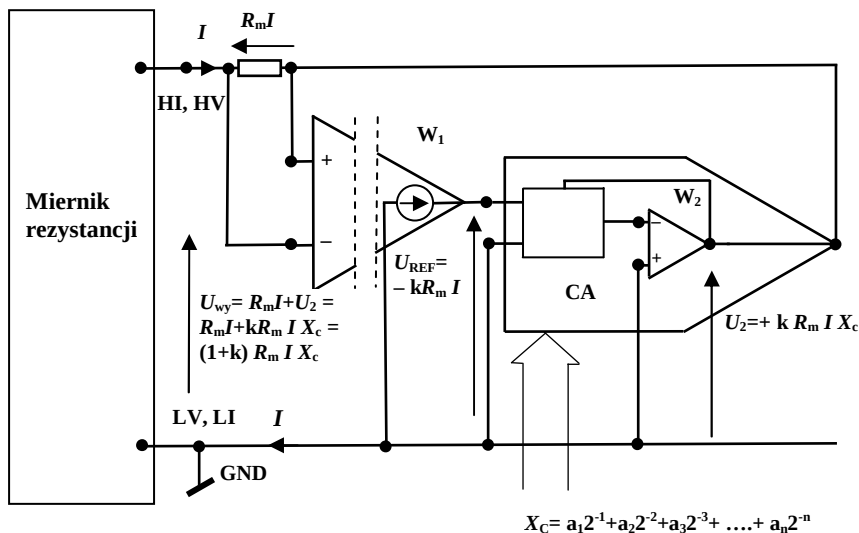
Zaletą kalibratora jest mikroprocesorowy układ sterujący, który oblicza wartość nastawy na podstawie wprowadzonej przez użytkownika wartości temperatury i wybranego typu termorezystora. W kalibratorze tym jest też możliwość wprowadzania nastaw temperatury przez standardowy interfejs RS-232.

Zmodyfikowany układ syntezy wykorzystujący schemat aktywnego imitatora rezystancji [56]

Jako drugi przykład syntezy rezystancji ze zbliżonym do proporcjonalnego cyfrowego sterowania sygnału napięcia wyjściowego można podać układ opisany w literaturze [56] po odpowiedniej jego modyfikacji. Autor układu [56] zwrócił uwagę na to, że symulowana rezystancja jest liniowo zależna od wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego wzmacniacza, ale nie przedstawił propozycji układu elektronicznego umożliwiającego wykorzystanie tej zależności.

Zaproponowana obecnie modyfikacja polega na dodaniu przetwornika cyfrowo-analogowego, który pozwala na cyfrowe sterowanie wzmocnienia wzmacniacza z oddzieleniem galwanicznym lub wzmacniacza różnicowego. Na rys. 6.12 podano schemat odpowiednio zmodyfikowanego układu syntezy rezystancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego układu symulowanej rezystancji.

Zaletą tego układu jest odporność na zakłócające prądy pojemnościowe sieci zasilającej, gdyż wspólny punkt sygnałowy GND układu syntezy jest dołączony do jednego z zacisków wyjściowych i prądy zakłócające nie są wzmacniane.



Rys. 6.12. Schemat syntezy rezystancji z liniowym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego

Działanie układu z rys. 6.12 polega na tym, że wzmacniacz różnicowy W_1 o dużej wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego identyfikuje wartość prądu I wymuszonego przez miernik rezystancji i wytwarza napięcie na wyjściu symulatora proporcjonalne do wartości tego prądu.

Przyjęto, że napięcie wyjściowe wzmacniacza W_1 o dużej wartości wzmocnienia napięciowego k , jest formowane z inwersją sygnału i stanowi napięcie referen-

rencyjne U_{REF} przetwornika cyfrowo-analogowego sterowanego sygnałem cyfrowym:

$$U_{\text{REF}} = -k R_m I. \quad (6.16)$$

Sygnał cyfrowy sterujący przetwornik CA opiszemy wzorem:

$$X_C = (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (6.17)$$

Przetwornik cyfrowo-analogowy CA formuje sygnał napięciowy U_2 z inwersją opisany wzorem:

$$U_2 = -U_{\text{REF}} X_C = -(-k R_m I) X_C = +k R_m I X_C. \quad (6.18)$$

Napięcie wyjściowe syntezy U_{wy} jest sumą dwu składników $R_m I$ i U_2 :

$$U_{\text{wy}} = R_m I + k R_m I X_C. \quad (6.19)$$

Rezystancja wyjściowa symulatora będzie opisana wzorem:

$$R_{\text{Swy}} = \frac{U_{\text{wy}}}{I} = R_m + k R_m X_C, \quad (6.20)$$

a więc:

$$R_{\text{Swy}} = R_m + k R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (6.21)$$

Jest to zależność liniowa z przesunięciem zera o wartość R_m .

Dla dużej wartości $k \gg 1$ przybliżony wzór opisujący syntezy będzie miał postać:

$$R_{\text{Swy}} \approx k R_m (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (6.22)$$

Wadą opisanego układu jest przesunięcie zera charakterystyki sterowania sygnałem cyfrowym opisane równaniem (6.21), jednak zastosowanie wzmacniacza W_1 o bardzo dużej wartości współczynnika wzmocnienia napięciowego k pozwala na ograniczenie błędu charakterystyki. Opisany układ może być użyteczny do syntezy dużych rezystancji, dla których błąd charakterystyki rzędu części procenta może być dopuszczalny.

Układ syntezy rezystancji ZR213AI400Ω

Uproszczony schemat syntezy rezystancji o układzie z sygnałem napięciowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych został podany na rys. 6.13. 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 . Układ syntezy jest układem aktywnym, który wymusza wartość napięcia U_s na swoich zaciskach wyjściowych „HV” i „LV”. Napięcie to ma wartość proporcjonalną do wartości prądu I_s między zaciskami wyjściowymi, identyfikowanego przy zacisku HI oraz proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego X_C .

Synteza jest dołączony czteroprzewodowo do miernika rezystancji. Przy stosowaniu połączenia czteroprzewodowego układ syntezy zawiera osobne układy analogowego wspólnego punktu sygnałowego AGND oraz wspólnego punktu zasilania GND łączonych zworą między zaciskami LV i LI.

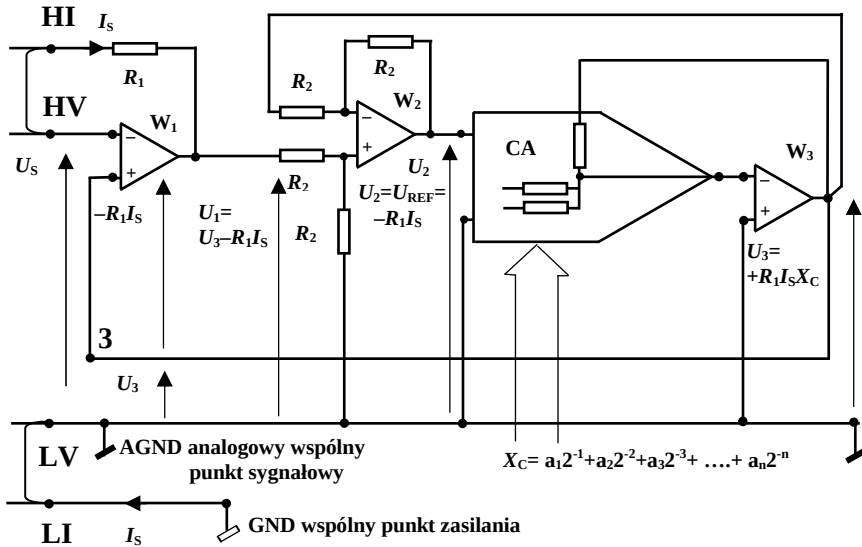
Opisywany synteza symuluje wartość rezystancji między zaciskami wyjściowymi formując wartość napięcia U_S proporcjonalną do wartości prądu I_S oraz proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego X_C według wzoru:

$$R_{wy} = \frac{U_S}{I_S} = \frac{K_1 I_S X_C}{I_S} = K_1 X_C, \quad (6.23)$$

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 HI na ujemny sygnał napięcia o wartości $-R_1 I_S$ względem punktu oznaczonego 3 na schemacie (rys. 6.13). Punkt 3 ma napięcie 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), ma pomijalne wejściowe napięcie niezrównoważenia ($2 \mu V$) i pomijalną konduktancję wejściową wzmacniacza. Takie właściwości wzmacniacza decydują o tym, że wartość napięcia na jego końcówkach wejściowych („-”, „+”) jest praktycznie pomijalna, toteż można przyjąć, iż napięcie U_3 jest praktycznie równe napięciu między zaciskami HV, LV symulatora według wzoru:

$$U_3 = U_S. \quad (6.24)$$



Rys. 6.13. Schemat uproszczony syntezy rezystancji z cyfrowo sterowanym sygnałem napięciowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych HV i LV

Sygnał napięciowy o wartości $-R_1 I_S$ proporcjonalny do wartości prądu I_S pobieranego z zacisku HI syntezatora 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 wzmacnieniu równym jedności, co zapewniają dwie pary rezystorów, przy czym każdy z rezystorów ma wartość R_2 . Na wejście nieinwersyjne („+”) wzmacniacza różnicowego W_2 podawane jest napięcie U_1 , a na wejście inwersyjne („-”) podawane jest napięcie U_3 . Sygnał napięcia wyjściowego U_2 określony jest wzorem:

$$U_2 = U_3 - R_1 I_S - U_3 = -R_1 I_S. \quad (6.25)$$

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

$$U_2 = U_{REF}. \quad (6.26)$$

Zastosowany w układzie syntezatora typ przetwornika CA [8] wymaga stosowania na 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 wewnątrz przetwornika CA. Rezystor ujemnego sprzężenia zwrotnego inwersyjnego wzmacniacza W_3 , zawarty w scalonym przetworniku CA, ma takie same współczynniki temperatury 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:

$$U_3 = -U_{REF} X_C = -(-R_1 I_S) X_C = R_1 I_S X_C. \quad (6.27)$$

Zgodnie ze wzorem (6.24) można napisać:

$$U_S = U_3 = R_1 I_S X_C. \quad (6.28)$$

Rezystancja symulowana jest opisana wzorem:

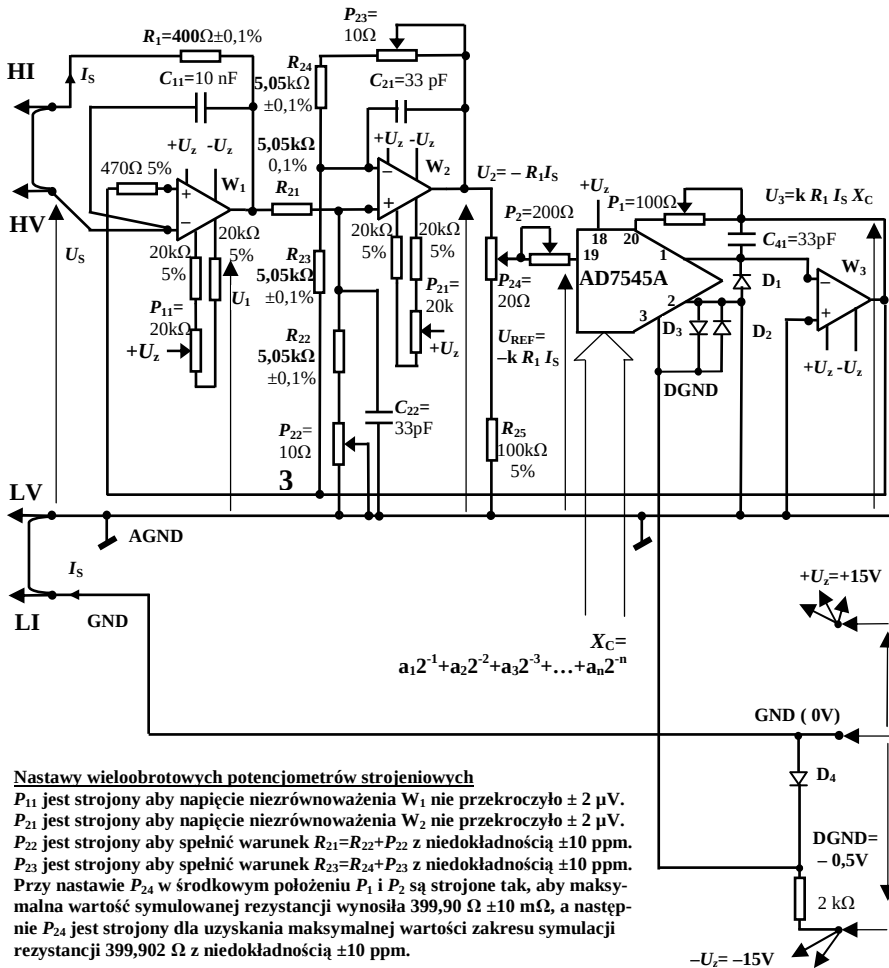
$$R_{wy} = \frac{U_S}{I_S} = \frac{R_1 I_S X_C}{I_S} = R_1 X_C = R_1 (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (6.29)$$

Jest to wzór opisujący charakterystykę syntezatora rezystancji, przy czym współczynnik R_1 stanowi wartość rezystancji rezystora ujemnego sprzężenia zwrotnego układu wzmacniacza inwersyjnego W_1 ze schematu na rys. 6.13.

Jak wynika ze schematu (rys. 6.13), ważną zaletą układu jest bezpośrednie połączenie wyjściowego zacisku LV syntezatora i wspólnego punktu zasilania oznaczonego GND układu elektronicznego syntezatora. Zapewnia to odporność układu syntezatora na zakłócające działanie prądów pojemnościowych od sieci zasilania o częstotliwości 50 Hz lub 60 Hz, gdyż prądy te nie są wzmacniane.

Pełny schemat układu syntezatora rezystancji o oznaczeniu ZR213AI400Q dla wykonania o zakresie 400 Ω został podany na rys. 6.14. W celu uzyskania lepszej przejrzystości na schemacie (rys. 6.14) 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 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 [8] 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 i 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 D4, co zapewniło brak zakłócającego działania sygnałów cyfrowych na syntezytor.



Nastawy wieloobrotowych potencjometrów strojeniowych

P_{11} jest strojony aby napięcie niezrównoważenia W_1 nie przekroczyło ± 2 μV .
 P_{21} jest strojony aby napięcie niezrównoważenia W_2 nie przekroczyło ± 2 μV .
 P_{22} jest strojony aby spełnić warunek $R_{21} = R_{22} + P_{22}$ z niedokładnością ± 10 ppm.
 P_{23} jest strojony aby spełnić warunek $R_{23} = R_{24} + P_{23}$ z niedokładnością ± 10 ppm.
Przy nastawie P_{24} w środkowym położeniu P_1 i P_2 są strojone tak, aby maksymalna wartość symulowanej rezystancji wynosiła $399,90 \Omega \pm 10$ m Ω , a następnie P_{24} jest strojony dla uzyskania maksymalnej wartości zakresu symulacji rezystancji $399,902 \Omega$ z niedokładnością ± 10 ppm.

Rys. 6.14. Pełny schemat układu syntezytora rezystancji ZR213AI400 Ω

Obok schematu z rys. 6.14 podano zalecenia nastaw potencjometrów strojeniowych w celu zapewnienia optymalnego przebiegu charakterystyki syntezy.

Układy syntezy zostały zrealizowane na tanich wzmacniaczach monolitycznych typu OPA277P [33], które charakteryzują się bardzo dobrymi właściwościami. Typowa wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia nie przekracza $10 \mu\text{V}$ z możliwością zerowania, typowa wartość dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia wynosi $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typowa wartość dryftu długoterminowego napięcia niezrównoważenia to $0,2 \mu\text{V}$ w okresie czasu jednego miesiąca, typowa wartość prądu polaryzacji wejścia to ok. $0,5 \text{ nA}$, a współczynnik wzmocnienia napięciowego osiąga bardzo dużą wartość nie mniejszą niż $2 \cdot 10^6 \text{ V/V}$.

Przetwornik prąd-napięcie o układzie inwersyjnego wzmacniacza W_1 dokładnie formuje sygnał inwersyjny napięciowy proporcjonalny do wartości prądu I_S na zacisku HI syntezy, gdyż wzmacniacz zawiera w układzie potencjometr P_{11} umożliwiający wyzerowanie wejściowego napięcia niezrównoważenia.

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

$$\frac{R_{22} + P_{22}}{R_{21}} = \frac{R_{24} + P_{23}}{R_{23}} = 1. \quad (6.30)$$

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 wieloobrotowych potencjometrów strojeniowych o rezystancji nominalnej 10Ω , aby zostały spełnione następujące równości:

$$R_{22} + P_{22} = R_{21} \text{ oraz } R_{24} + P_{23} = R_{23}. \quad (6.31)$$

Po zestrojeniu wartości rezystorów z dokładnością 10 ppm uzyskuje się bardzo dokładne wzmocnienie według wzoru (6.30).

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, który formuje sygnał z inwersją. Napięcia to opisujemy wzorem:

$$U_{\text{REF}} = -k U_2, \quad (6.32)$$

gdzie: k – współczynnik strojony nieco mniejszy od jedności.

Potencjometrami wieloobrotowymi strojeniowymi P_1 , P_2 dokonuje się nastawy wstępnej charakterystyki syntezy, a potencjometrem wieloobrotowym P_{24} dokonuje się strojenia końcowego, aby uzyskać dokładną zależność:

$$U_3 = k R_1 I_S X_C, \quad (6.33)$$

gdzie iloczyn $k R_1$ jest równy:

$$k R_1 = 400,000 \Omega. \quad (6.34)$$

Po wykonaniu strojenia charakterystyka syntezy opisana jest równaniem:

$$R_{wy} = 400,000 (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12}) [\Omega]. \quad (6.35)$$

Syntezaator ma zakres rezystancji od $399,902 \Omega$ dla pełnegoysterowania, do $0,0977 \Omega$ dla najmniej znaczącego 12 bitu, zwanego LSB. Przy prawidłowej pracy syntezaatora maksymalny prąd pomiarowy może dochodzić do 12,5 mA. Jednak praca przy tak dużym prądzie pomiarowym powoduje własne nagrzanie rezystora R_1 i dodatkowy błąd wynikający z wartości współczynnika temperaturowego jego rezystancji.

Przeprowadzono badania eksperymentalne układu syntezaatora, stwierdzono błąd nieliniowości charakterystyki nieprzekraczający 35 ppm (0,004 %). Jest to błąd mniejszy niż graniczny błąd nieliniowości zastosowanego przetwornika cyfrowo-analogowego [8], który może wynosić $\pm \frac{1}{2} \text{LSB}$ (120 ppm).

W zastosowaniach praktycznych, dla uzyskania pomijalnego błędu rozdzielczości nastawy można stosować przetwornik cyfrowo-analogowy o większej rozdzielczości, na przykład 16-bitowy LTC1597A [87], co zapewni błąd rozdzielczości nastawy nie większy od 16 ppm.

Literatura [72] opisuje syntezaator rezystancji o układzie z sygnałem napięciowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych o schemacie podobnym do opisanego wyżej. Jest to syntezaator średnich rezystancji o zakresie symulowanej rezystancji od 0 do 10 M Ω , o maksymalnym prądzie pomiarowym do 1,4 μA i zakresie zmian napięcia na symulowanej rezystancji od -15 V do $+15 \text{ V}$. Zapewnia on nieliniowość charakterystyki, która nie przekracza 120 ppm (0,012 %).

Opisane w rozdziale 6.3 układy syntezaatorów przy współpracy z miernikami rezystancji wymuszającymi na mierzonej rezystancji określone napięcie testowe, identyfikują aktualną wartość napięcia na symulowanej rezystancji i zapewniają wytworzenie prądu o właściwej wartości, koniecznego do zrealizowania rezystancji zadanej sygnałem cyfrowym. Układy syntezaatorów przy współpracy z miernikami rezystancji wymuszającymi na mierzonej rezystancji określony prąd, identyfikują tę wartość prądu i zapewniają wytworzenie napięcia o właściwej wartości na wyjściu syntezaatora, w celu zrealizowania rezystancji zadanej sygnałem cyfrowym.

6.4. Syntezaatory rezystancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu wyjściowego

Układy syntezaatorów rezystancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu wyjściowego zostały opisane w literaturze [69, 70, 74].

Uproszczony schemat syntezaatora rezystancji o sygnale prądowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych został podany na rys. 6.15. Elektroniczny układ syntezaatora o tej zasadzie działania został opracowany w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów PIAP w Warszawie. Zostały wykonane dwie wersje oznaczone symbolami ZR213A400 Ω oraz ZR213A2000 Ω [74]. Opracowany syntezaator jest układem aktywnym, który wymusza wartość prądu I_S odbieranego ze swoich zacisków wyjściowych. Prąd ten ma wartość proporcjonalną do napięcia U_S na zaciskach wyjściowych oraz odwrotnie proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego X_C .

Najłatwiej przedstawić fizyczną realizację takiego syntezaatora rezystancji jako kaskadowe połączenie:

- wzmacniacza napięciowego W_1 (o nieskończenie dużym wzmacnieniu napięciowym, o pomijalnym napięciu niezrównoważenia na wejściu, o pomijalnej

konduktancji wejściowej wzmacniacza) i przetwornika cyfrowo-analogowego CA, które formują sygnał napięciowy U_{REF} o sterowanym współczynniku wzmocnienia napięcia wejściowego U_s dzielonym przez wartość sygnału cyfrowego sterującego X_C według zależności:

$$U_{\text{REF}} = \frac{U_s}{X_C} \quad (6.36)$$

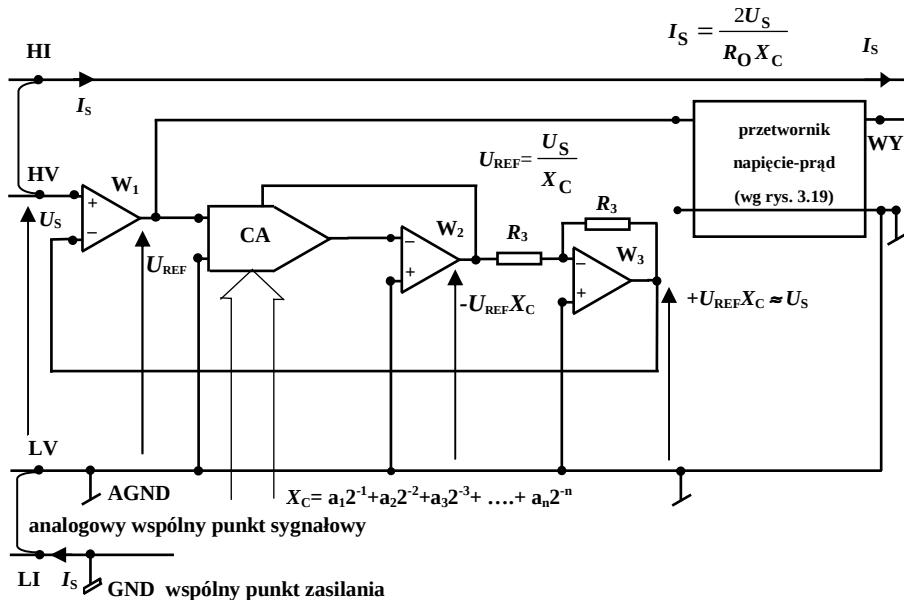
gdzie: $X_C = [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}]$

- układu odwracającego przetwornika sygnału napięciowego U_{REF} na sygnał prądowy I_S (z inwersją), co oznacza, że dla dodatniego napięcia na wejściu przetwornika, sygnał prądowy jest odbierany przez zacisk wyjściowy WY przetwornika.

W układzie syntezy zastosowano odwracający przetwornik napięcie-prąd (rys. 3.19). Transmitycja tego przetwornika ma wymiar konduktancji, a jego sygnał wyjściowy opisuje równanie:

$$I_S = \frac{2}{R_0} U_{\text{REF}}, \quad (6.37)$$

gdzie: R_0 to charakterystyczna rezystancja rezystora dokładnego zawartego w układzie przetwornika napięcie-prąd (na rys. 3.19 jest to R_3 obecnie oznaczona jako R_0).



Rys. 6.15. Schemat uproszczony syntezy rezystancji z cyfrowo sterowanym sygnałem prądowym wymuszonym na jego zaciskach wyjściowych HI i LI

Z równań (6.36) i (6.37) otrzymamy wzór na symulowaną rezystancję wyjścia opisujący charakterystykę syntezy rezystancji:

$$R_{wy} = \frac{U_S}{I_S} = \frac{R_O}{2} X_C = \frac{R_O}{2} [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}]. \quad (6.38)$$

W układzie zastosowano monolityczny przetwornik CA typu AD7545A z wbudowaną tak zwaną odwróconą drabinką $R\text{-}2R$ [8]. Wymaga on użycia wzmacniacza W_2 równoważącego prądy formowane cyfrowo według sygnału sterującego X_C z prądem sprzężenia zwrotnego wzmacniacza W_2 , w celu wytworzenia sygnału napięciowego równego $-U_{REF}X_C$. Drugi wzmacniacz W_3 pracujący jako dokładny inwerter napięcia formuje nieinwersyjne napięcie $+U_{REF}X_C$, niezbędne do zrealizowania funkcji sterowanej cyfrowo syntezy rezystancji.

Syntezytor ten ma wyjście o połączeniu czteroprzewodowym przystosowanym do bardzo dokładnej symulacji i dokładnych pomiarów rezystancji. Zaciski prądowe oznaczono HI, LI, a napięciowe HV, LV.

Syntezytor ma dwa zakresy rezystancji. Dla wartości $R_O = 800 \Omega$ jest wykonanie ZR213A400 Ω o charakterystyce:

$$R_{wy} = 400,000(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12}) [\Omega]. \quad (6.39)$$

Dla wartości $R_O = 4000 \Omega$ jest wykonanie ZR213A2000 Ω o charakterystyce:

$$R_{wy} = 2000,000(a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12}) [\Omega]. \quad (6.40)$$

Układ syntezytora ZR213A400 Ω przeznaczony jest do symulacji czujników termorezystancyjnych Pt 100 o nominalnym zakresie zmian rezystancji od 0Ω do 399,902 Ω . Przy prawidłowej pracy syntezytora maksymalna wartość prądu pomiarowego może dochodzić do wartości 10 mA. Jednak praca przy tak dużym prądzie pomiarowym powoduje własne nagrzanie rezystora R_O i dodatkowy błąd wynikający z wartości współczynnika temperaturowego jego rezystancji. W opisanym układzie 12-bitowego syntezytora ZR213A400 Ω uzyskano błędy względne nieliniowości charakterystyki nieprzekraczające 70 ppm (0,007 %), odniesione do zakresu nominalnego 400 Ω wartości rezystancji.

Układ syntezytora ZR213A2000 Ω przeznaczony jest do symulacji czujników termorezystancyjnych Pt 500 o nominalnym zakresie zmian rezystancji od 0Ω do 1999,512 Ω . Przy prawidłowej pracy syntezytora maksymalna wartość prądu pomiarowego może dochodzić do wartości 2 mA. W opisanym układzie 12-bitowego syntezytora ZR213A2000 Ω uzyskano błędy względne nieliniowości charakterystyki nie przekraczające wartości 30 ppm (0,003 %), odniesione do zakresu nominalnego 2000 Ω wartości rezystancji.

Jak wynika ze schematu na rys. 6.15, ważną zaletą układu jest bezpośrednie połączenie wspólnego punktu wyjścia syntezytora LV (AGND) i wspólnego punktu zasilania nazywanego GND całego układu elektronicznego syntezytora. Zapewnia to odporność syntezytora na działania zakłócających pojemnościowych źródeł prądowych o częstotliwości 50 Hz lub 60 Hz z sieci zasilającej, gdyż prądy zakłócające nie są wzmacniane.

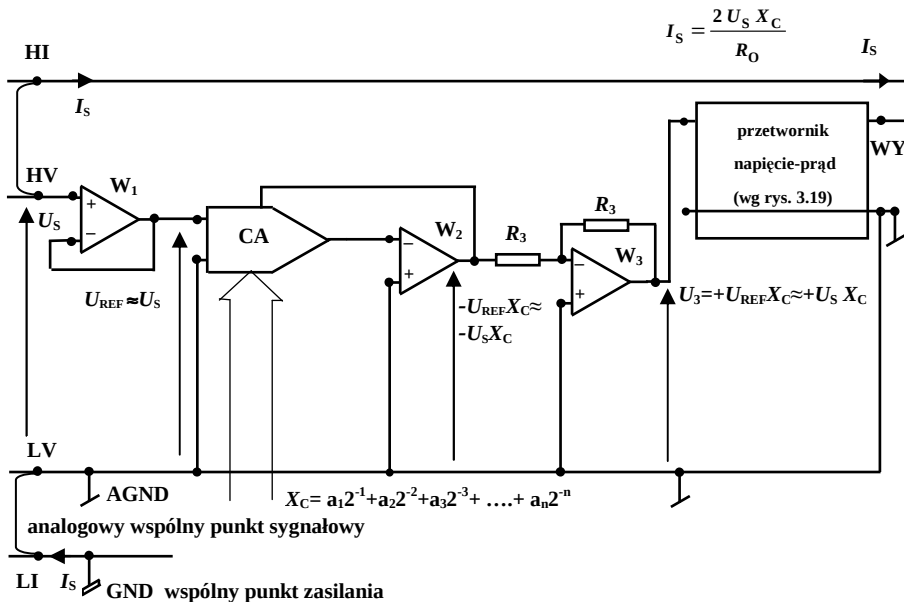
Opisane w rozdziale 6.4 układy syntezytorów przy współpracy z miernikami rezystancji wymuszającymi na mierzonej rezystancji określone napięcie testowe,

identyfikują aktualną wartość napięcia na symulowanej rezystancji i zapewniają wytworzenie prądu o właściwej wartości, dla zrealizowania rezystancji zadanej sygnałem cyfrowym. Układy syntezy przy współpracy z miernikami rezystancji wymuszającymi na mierzonej rezystancji określony prąd, identyfikują tę wartość prądu i zapewniają wytworzenie napięcia o właściwej wartości na wyjściu syntezy, w celu zrealizowania rezystancji zadanej sygnałem cyfrowym.

6.5. Syntezator konduktancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu wyjściowego

Układ syntezy konduktancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu wyjściowego [73] 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 HI i LI syntezy. Prąd ten ma wartość proporcjonalną do napięcia U_S na zaciskach wyjściowych HV i LV oraz proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego X_C .

Uproszczony schemat syntezy konduktancji o sygnale prądowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych został podany na rys. 6.16 [73].



Rys. 6.16. Schemat uproszczony syntezy konduktancji z cyfrowo sterowanym sygnałem prądowym wymuszonym na jego zaciskach wyjściowych HI i LI

Można przedstawić fizyczną realizację takiego syntezy konduktancji jako kaskadowe połączenie:

- wtórnika napięcia ze wzmacniaczem W_1 (o nieskończenie dużym wzmacnieniu napięciowym, o pomijalnym napięciu niezrównoważenia na wejściu,

o pomijalnej konduktancji wejściowej wzmacniacza) i przetwornika cyfrowo-analogowego CA, które formują sygnał napięciowy U_3 o sterowanym współczynniku wzmocnienia napięcia wejściowego U_S mnożonym przez wartość sygnału cyfrowego sterującego X_C według przybliżonej zależności:

$$U_3 = U_S X_C, \quad (6.41)$$

gdzie: $X_C = [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}]$

- przetwornika sygnału napięciowego U_3 na sygnał prądowy I_S z inwersją, co oznacza, że dla dodatniego napięcia na wejściu przetwornika, sygnał prądowy jest odbierany przez zacisk wyjściowy WY tego przetwornika.

W układzie syntezy konduktancji zastosowano odwracający przetwornik napięcie-prąd o schemacie podanym na rys. 3.19 w rozdziale 3.2.8. Transmitycja tego przetwornika ma wymiar konduktancji, a jego sygnał wyjściowy opisuje równanie:

$$I_S = \frac{2 U_3}{R_O}. \quad (6.42)$$

Z równań (6.41) i (6.42) otrzymamy wzór na konduktancję wyjścia opisujący charakterystykę syntezy konduktancji:

$$G_{wy} = \frac{I_S}{U_S} = \frac{2 U_S X_C}{R_O U_S} = \frac{2}{R_O} [a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_n 2^{-n}], \quad (6.43)$$

gdzie: R_O – charakterystyczna rezystancja rezystora dokładnego zawartego w układzie przetwornika napięcia na sygnał prądowy (na rys. 3.19 jest to R_3 , obecnie ta rezystancja została oznaczona jako R_O).

W układzie został zastosowany monolityczny przetwornik CA typ AD7545A z wbudowaną tzw. odwróconą drabinką $R-2R$ [8]. Wymagał on zastosowania wzmacniacza W_2 równoważającego prądy formowane cyfrowo według sygnału sterującego X_C z prądem sprzężenia zwrotnego wzmacniacza W_2 , w celu wytworzenia sygnału napięciowego równego $-U_S X_C$. Drugi wzmacniacz W_3 pracujący jako dokładny inwerter napięcia formuje nieinwersyjne napięcie $+U_S X_C$, niezbędne do zrealizowania funkcji sterowanej cyfrowo syntezy konduktancji.

Syntezy ten ma wyjście o połączeniu czteroprzewodowym przystosowanym do bardzo dokładnej symulacji i dokładnych pomiarów rezystancji. Zaciski prądowe oznaczono HI, LI, a napięciowe HV, LV.

W syntezy konduktancji ZK213A11mS zastosowano rezystor $R_O = 2000 \Omega$ i uzyskano charakterystykę opisaną równaniem:

$$G_{wy} = 1,000000 (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12}) [\text{mS}]. \quad (6.44)$$

Powyższa charakterystyka jest realizowana przy dodatnich oraz przy ujemnych wartościach napięcia U_S (dotyczy to napięcia między zaciskami HV oraz LV).

Podczas prawidłowej pracy syntezy konduktancji maksymalna wartość prądu pomiarowego może dochodzić do wartości $\pm 3,4 \text{ mA}$, co odpowiada napięciu $\pm 3,4 \text{ V}$ na wyjściu przy maksymalnej wartości konduktancji 1 mS . Przy symulowa-

niu bardzo małych wartości konduktancji największa wartość napięcia na wyjściu syntezy może dochodzić do wartości $U_s = \pm 13,5$ V (w szczególności przy zerowej wartości sterującego sygnału cyfrowego). Przy normalnej pracy syntezy konduktancji lub przy pomiarach syntezy nie należy stosować mierników rezystancji wymuszających napięcia wyższe niż $\pm 13,5$ V.

W opisanym układzie 12-bitowego syntezy ZK213AI1mS uzyskano błędy względne nieliniowości charakterystyki nieprzekraczające 60 ppm (0,006 %), odniesione do zakresu nominalnego 1 mS wartości konduktancji. Błąd dla zerowej wartości sygnału cyfrowego nie przekraczał 50 ppm.

Jak wynika ze schematu na rys. 6.16, ważną zaletą układu jest bezpośrednie połączenie wspólnego punktu wyjścia syntezy LV (AGND) i wspólnego punktu zasilania nazywanego GND całego układu elektronicznego syntezy. Zapewnia to odporność syntezy na działania zakłócających pojemnościowych źródeł prądowych o częstotliwości 50 Hz lub 60 Hz z sieci zasilającej, gdyż prądy zakłócające nie są wzmacniane w układzie syntezy (rozdz. 6.3, rys. 6.11).

Opisany układ syntezy konduktancji (rozdz. 6.5), współpracujący z miernikami rezystancji lub miernikami konduktancji wymuszającymi na mierzonej konduktancji określone napięcie testowe, identyfikuje aktualną wartość napięcia na symulowanej konduktancji i zapewnia wytworzenie prądu o właściwej wartości, dla zrealizowania konduktancji zadanej sygnałem cyfrowym. Układ syntezy przy współpracy z miernikami rezystancji lub miernikami konduktancji wymuszającymi na mierzonej konduktancji określony prąd, identyfikuje tę wartość prądu i zapewnia wytworzenie napięcia o właściwej wartości na wyjściu syntezy, w celu zrealizowania konduktancji zadanej sygnałem cyfrowym.

6.6. Syntezator konduktancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego

Układ syntezy o tej zasadzie działania opracował autor w Przemysłowym Instytucie Automatyki i Pomiarów PIAP w Warszawie. Uproszczony schemat syntezy konduktancji o układzie z sygnałem napięciowym wymuszonym na zaciskach wyjściowych został podany na rys. 6.17.

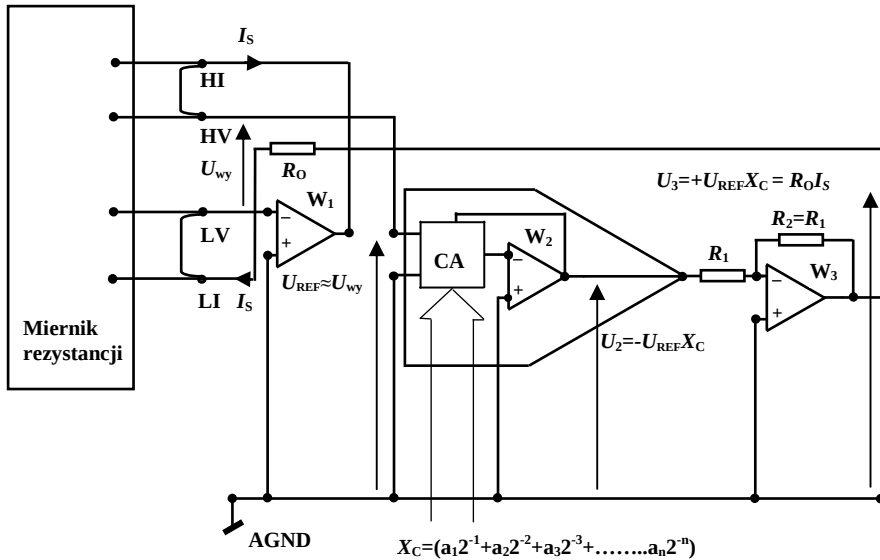
Układ syntezy jest układem aktywnym, który wymusza wartość napięcia U_{wy} na swoich zaciskach wyjściowych „HV” i „LV”. Napięcie to ma wartość proporcjonalną do wartości prądu I_s między zaciskami wyjściowymi, zidentyfikowanego przy zacisku LI oraz odwrotnie proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego X_C .

Syntezator konduktancji jest dołączony za pomocą czterech przewodów do miernika rezystancji. Schemat syntezy zawiera układ analogowego wspólnego punktu sygnałowego AGND nie łączony bezpośrednio z żadnym zaciskiem wyjściowym syntezy.

Opisywany syntezator symuluje wartość konduktancji między zaciskami wyjściowymi, proporcjonalną do cyfrowego sygnału sterującego X_C według wzoru:

$$G_{wy} = \frac{I_s}{U_{wy}} = K_1 X_C, \quad (6.45)$$

gdzie K_1 jest współczynnikiem proporcjonalności o wymiarze konduktancji.



Rys. 6.17. Schemat uproszczony syntezy konduktancji z cyfrowo sterowanym sygnałem napięciowym wymuszonym na jego zaciskach wyjściowych HV i LV

Do formowania sygnału napięcia U_{wy} służy przetwornik CA ze wzmacniaczami W_2 i W_3 oraz odpowiednie sterowanie wzmacniacza W_1 . Wzmacniacz W_1 charakteryzuje się bardzo dużą wartością wzmocnienia napięciowego (10^6 V/V), ma pomijalne wejściowe napięcie niezrównoważenia ($2\mu\text{V}$) i pomijalną konduktancję wejściową wzmacniacza. Takie właściwości wzmacniacza decydują o tym, że wartość napięcia na jego końcówkach wejściowych („-”, „+”) jest praktycznie pomijalna, toteż można przyjąć, iż napięcie U_{wy} jest praktycznie równe napięciu U_{REF} na wejściu przetwornika CA według wzoru:

$$U_{wy} = U_{REF}. \quad (6.46)$$

Zastosowany w układzie syntezy konduktancji typ przetwornika CA [8] wymaga stosowania na swoim wyjściu wzmacniacza inwersyjnego W_2 . Wzmacniacz W_2 równoważy prądy formowane w przetworniku CA, według sygnału cyfrowego sterującego X_C , z prądem swojego ujemnego sprzężenia zwrotnego poprzez rezystor zawarty wewnątrz przetwornika CA. Trzeba zauważyć, że rezystor ujemnego sprzężenia zwrotnego inwersyjnego wzmacniacza W_2 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_2 . Przetwornik CA ze wzmacniaczem inwersyjnym W_2 formuje sygnał według wzoru:

$$U_2 = -U_{REF} X_C. \quad (6.47)$$

Wzmacniacz W_3 jest wzmacniaczem inwersyjnym o wzmacnieniu napięciowym równym -1 V/V (gdyż $R_1 = R_2$), toteż napięcie wyjściowe wzmacniacza W_3 można opisać wzorem:

$$U_3 = -(-U_{REF} X_C) = + U_{REF} X_C = R_O I_S. \quad (6.48)$$

Ze wzorów (6.46) oraz (6.48) wynika zależność:

$$U_{wy} = U_{REF} = \frac{R_O I_S}{X_C}. \quad (6.49)$$

Konduktancja symulowana będzie opisana wzorem:

$$G_{wy} = \frac{I_S}{U_{wy}} = \frac{I_S X_C}{R_O I_S} = \frac{1}{R_O} X_C = \frac{1}{R_O} (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + \dots + a_n 2^{-n}). \quad (6.50)$$

Jest to zależność opisująca charakterystykę syntezy konduktancji, przy czym współczynnik R_O stanowi wartość rezystancji rezystora ujemnego sprzężenia zwrotnego układu wzmacniacza inwersyjnego W_1 (rys. 6.17).

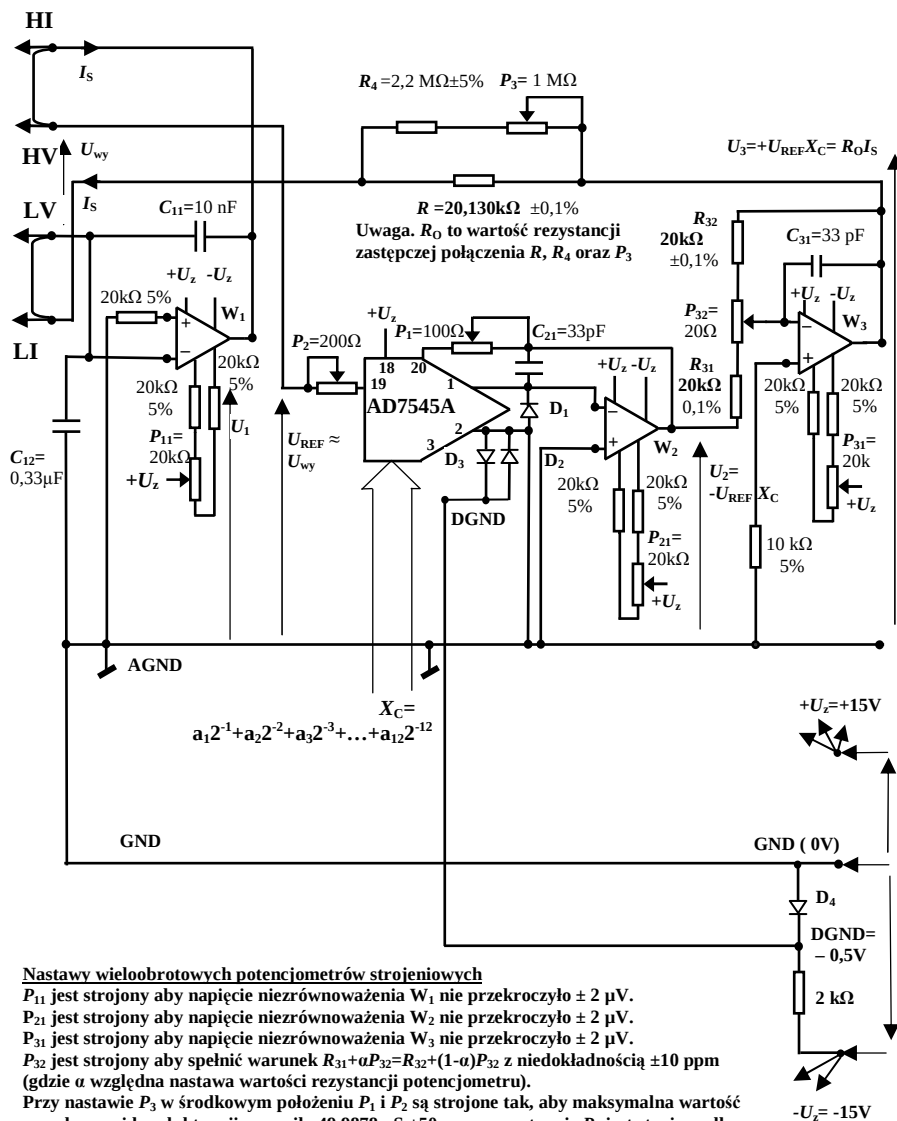
Opisany układ syntezy konduktancji, współpracujący z miernikami rezystancji lub specjalizowanymi miernikami konduktancji wymuszającymi na mierzonej konduktancji określone napięcie, identyfikuje aktualną wartość napięcia na symulowanej konduktancji i zapewnia wytworzenie prądu o właściwej wartości, co zapewnia zrealizowanie prawidłowej wartości konduktancji zadanej sygnałem cyfrowym. Układ syntezy konduktancji współpracujący z miernikami rezystancji lub miernikami konduktancji wymuszającymi na mierzonej konduktancji określony prąd, identyfikuje tę wartość prądu i zapewnia wytworzenie napięcia o właściwej wartości na wyjściu syntezy, w celu realizacji konduktancji zadanej sygnałem cyfrowym.

Jak wynika ze schematu (rys. 6.17), wadą układu jest brak bezpośredniego połączenia żadnego z wyjściowych zacisków syntezy ze wspólnym punktem AGND układu elektronicznego syntezy. Wadę tę można ograniczyć włączając równolegle z wejściem wzmacniacza W_1 odpowiedni kondensator. Zabieg taki wykonano w opracowanym układzie opisanym niżej.

Pełny schemat układu syntezy konduktancji dla wykonania o zakresie nominalnym $50 \mu S$ został przedstawiony na rys. 6.18. Obok schematu podano zalecenia nastaw potencjometrów strojeniowych w celu zapewnienia optymalnego przebiegu charakterystyki syntezy.

W celu uzyskania lepszej przejrzystości na schemacie (rys. 6.18) 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 wzmacniaczy dla ujemnych napięć zasilających $-U_z$. Przetwornik CA typu AD7545A [8] 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 $-0,5\text{ V}$, a uzyskanego z odpowiednio zasilanej ujemnym napięciem diody krzemowej D4, co gwarantuje brak zakłócającego oddziaływania sygnałów cyfrowych na syntezator.



Nastawy wielobrotowych potencjometrów strojeniowych

P_{11} jest strojony aby napięcie niezrównoważenia W_1 nie przekroczyło $\pm 2 \mu V$.

P₂₁ jest strojony aby napięcie niezrównoważenia W₂ nie przekroczyło $\pm 2 \mu\text{V}$.

P₃₁ jest strojony aby napięcie niezrównoważenia W₃ nie przekroczyło $\pm 2 \mu\text{V}$.

P_{32} jest strojony aby spełnić warunek $R_{31} + \alpha P_{32} = R_{32} + (1 - \alpha)P_{32}$ z niedokładnością ± 10 ppm (gdzie α względna nastawa wartości rezystancji potencjometru).

Przy nastawie P_3 w środkowym położeniu P_1 i P_2 są strojone tak, aby maksymalna wartość symulowanej konduktancji wynosiła $49,9878 \mu S \pm 50$ ppm, a następnie P_3 jest strojony dla uzyskania maksymalnej wartości symulowanej konduktancji $49,9878 \mu S$ z niedokładnością ± 10 ppm.

Rys. 6.18. Pełny schemat układu syntezy konduktancji o zakresie nominalnym 50 μS

Układy syntezy zostały zrealizowane na wzmacniaczach monolitycznych typu OPA277P [33] oraz LT1097CN8 [83]. Są to tanie układy monolityczne, cha-

rakteryzują je bardzo dobre właściwości: typowa wartość wejściowego napięcia niezrównoważenia wynosi tylko 10 μV z możliwością zerowania, typowa wartość dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia jest nie większa niż 0,2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, typowa wartość dryftu długoterminowego napięcia niezrównoważenia to 0,3 μV w okresie czasu jednego miesiąca, typowa wartość prądu polaryzacji wejścia to ok. 0,5 nA dla typu OPA277P lub 0,04 nA dla typu LT1097CN8 oraz bardzo duża wartość współczynnika wzmocnienia napięciowego, który wynosi nie mniej niż $2,5 \cdot 10^6$ V/V przy rezystancji obciążenia 10 k Ω .

Jako wzmacniacz W_2 został zastosowany wzmacniacz typu LT1097CN8. Ten typ wzmacniacza charakteryzuje się znacznie mniejszą wartością prądu polaryzacji wejścia (0,04 nA) niż wzmacniacz OPA277P (0,5 nA). Wzmacniacz W_2 współpracuje z wyjściem odwróconej drabinki R - $2R$ przetwornika C/A, której rezystancja wyjściowa zmienia się w szerokim zakresie od przerwy (rezystancja nieskończenie duża) do wartości R (ok. 15 k Ω), a w takim przypadku prąd polaryzacji powinien mieć wartość możliwie najmniejszą. Jako wzmacniacze W_1 oraz W_3 został zastosowany typ OPA277P o mniejszej typowej wartości dryftu temperaturowego napięcia niezrównoważenia (0,1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$).

Jako rezystory zakresowe R , R_{31} , R_{32} zastosowano rezystory dokładne RM70Y o współczynniku temperaturowym rezystancji nie większym od ± 5 ppm/ $^\circ\text{C}$, odpowiednio selekcjonowane i korygowane rezystorami równoległymi dla zapewnienia dokładności 0,1 %. Wieloobrotowe potencjometry strojeniowe P_{11} , P_{21} , P_{31} służyły do zestrojenia napięć niezrównoważenia wzmacniaczy. Natomiast wieloobrotowe potencjometry strojeniowe P_1 , P_2 , P_3 i P_{32} służyły do odpowiedniego zestrojenia charakterystyki symulowanej konduktancji syntezy. Pozostałe rezystory, nie decydujące bezpośrednio o dokładności, były rezystorami o tolerancji 5 %.

Monolityczne wzmacniacze scalone miały odpowiednio skorygowane i sprawdzone niewielkie wartości napięcia niezrównoważenia (± 2 μV). W celu zabezpieczenia przed przepięciami obwodów wyjściowych przetwornika CA typu AD7545A, 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) oznaczonego 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 równolegle do nich dołączono kondensator o pojemności ok. 330 nF typu KSF/63 V o pomijalnej upływności.

Po wykonaniu strojenia charakterystyka syntezy opisana jest równaniem:

$$G_{wy} = 50,0000 (a_1 2^{-1} + a_2 2^{-2} + a_3 2^{-3} + \dots + a_{12} 2^{-12}) [\mu\text{S}]. \quad (6.51)$$

Syntezator ma zakres zmian konduktancji od 49,9878 μS dla pełnego występowania, do 0,01220703 μS dla najmniej znaczącego 12 bitu zwanego LSB. Przy prawidłowej pracy syntezy maksymalny prąd pomiarowy może dochodzić do wartości $\pm 0,25$ mA, a napięcie testowe miernika rezystancji nie powinno przekraczać ± 12 V.

Badania eksperymentalne układu syntezy przeprowadzono przy dodatnich i ujemnych napięciach wejściowych. Stwierdzono błąd względny nieliniowości charakterystyki odniesiony do zakresu syntezy (50 μS) nie większy od ± 50 ppm (0,005 %), a błąd względny przy zerowej wartości sygnału cyfrowego nie przekraczał +42 ppm. Są to błędy mniejsze niż graniczny dopuszczalny błąd nieliniowości zastosowanego przetwornika cyfrowo-analogowego [8], który może przyjmować wartość $\pm \frac{1}{2}\text{LSB}$ (120 ppm).

W zastosowaniach praktycznych, dla osiągnięcia pomijalnego błędu rozdzielczości nastawy można stosować przetwornik cyfrowo-analogowy o większej rozdzielczości, na przykład 16-bitowy LTC1597A [87], co zapewni błąd rozdzielczości nastawy nie większy od 16 ppm.

Przy analizie badanej charakterystyki syntezy konduktancji (rys. 6.18) na uwagę zasługują pomierzone małe błędy symulowanej rezystancji dla bardzo małych wartości sygnału cyfrowego w zakresie od ósmego do dwunastego najmniej znaczącego bitu. Wyznaczono błędy względne symulowanej rezystancji odniesione nie do zakresu, ale do wartości aktualnie symulowanej rezystancji. Zestawienie pomierzonych i obliczonych błędów względnych symulowanej rezystancji zawarto w tabeli 6.3.

Wartość sygnału cyfrowego X_C odpowiada wybraniu tylko jednego bitu a_n , począwszy od 8-go do 12-go ($a_8, a_9, a_{10}, a_{11}, a_{12}$).

Idealna wartość konduktancji G_{id} została wyliczona ze wzoru (6.51) dla danego sygnału $a_n = 1$. Symulowana idealna wartość rezystancji R_{id} stanowi odwrotność $1/G_{id}$.

Rezystancja pomierzona R_{wy} odpowiada rzeczywistej charakterystyce syntezy konduktancji. Błąd względny symulowanej rezystancji δ został odniesiony do jej wartości R_{id} .

Tab. 6.3. Błędy względne symulowanej rezystancji dla bardzo małych wartości sygnału cyfrowego syntezy konduktancji o schemacie z rys. 6.18

Sygnał cyfrowy X_C	$a_8 = 1$	$a_9 = 1$	$a_{10} = 1$	$a_{11} = 1$	$a_{12} = 1$
Symulowana konduktancja G_{id}	0,1953125 μS	0,09765625 μS	0,048828125 μS	0,02441406 μS	0,012207031 μS
Symulowana rezystancja R_{id}	5,1200 M Ω	10,2400 M Ω	20,4800 M Ω	40,9600 M Ω	81,9200 M Ω
Rezystancja pomierzona R_{wy}	5,116 M Ω	10,217 M Ω	20,38 M Ω	40,65 M Ω	80,88 M Ω
Błąd względny δ	-0,08 %	-0,23 %	-0,49 %	-0,76 %	-1,3 %

W opisanym układzie można dokonywać symulacji kilku wartości rezystancji odpowiadających wartościom najmniej znaczącym bitom w przedziale począwszy od 5,1 M Ω do 82 M Ω z dokładnością ok. 1,5 %. Po podwyższeniu napięć zasilania wzmacniaczy do ± 18 V taka symulacja może być wykorzystana do sprawdzania mierników megaomowych rezystancji o napięciu testowym do ± 15 V.

Uzyskana właściwość, polegająca na umiarkowanych wartościach błędów względnych symulowanych rezystancji przez syntezytor konduktancji, jest efektem parametrów zastosowanego monolitycznego przetwornika cyfrowo-analogowego [8]. Monolityczne przetworniki cyfrowo-analogowe o układzie z odwróconą drabiną R - $2R$ [75] charakteryzuje proces wytwarzania z dosyć dużą dokładnością także i końcowych rezystorów drabinki w zakresie najmniej znaczących bitów.

Opisany syntezytor konduktancji (rys. 6.17) nie jest jedynym możliwym układem działający zgodnie z algorytmem z rys. 6.4. Autorowi nie są znane publikacje o sprawdzonych doświadczalnie innych układach realizujących ten algorytm.

6.7. Podsumowanie

Rozdział szósty przedstawia algorytmy działania syntezytorów, podaje warunki współpracy syntezytorów z miernikiem symulowanej imitancji oraz omawia układy elektroniczne syntezytorów.

Zostały opisane następujące układy:

- syntezytory rezystancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego,
- syntezytory rezystancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu wyjściowego,
- syntezytor konduktancji z proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału prądu wyjściowego,
- syntezytor konduktancji z odwrotnie proporcjonalnym cyfrowym sterowaniem sygnału napięcia wyjściowego.

W całej przedstawionej grupie syntezytorów niektóre układy elektroniczne mają wadę polegającą na strukturalnym braku odporności na zakłócające działanie od prądu pojemnościowego o częstotliwości elektrycznej sieci energetycznej. Należy zwrócić uwagę, że nawet w układach elektronicznych zasilanych bateryjnie występują zakłócające prądy pojemnościowe od otaczającej elektrycznej sieci energetycznej. Wada powyższa wynika z tego, że w niektórych układach syntezytorów (rys. 6.10, rys. 6.17) żaden z ich zacisków wyjściowych nie ma bezpośredniego połączenia ze wspólnym punktem sygnałowym GND danego syntezytora. Tak jak to pokazano na rys. 6.11 pojawia się zakłócenie od prądu pojemnościowego o częstotliwości sieci energetycznej. Prąd zakłócający może być wzmacniany przez wzmacniacz syntezytora jeżeli nie zastosuje się odpowiedniego ograniczenia pasma częstotliwościowego tego wzmacniacza.

Powyższej wady, polegającej na podatności na zakłócające działania prądów pojemnościowych sieci energetycznej, nie mają pozostałe układy syntezytorów (rys. 6.12, rys. 6.13, rys. 6.14, rys. 6.15, rys. 6.16) opisane w rozdziale szóstym, gdyż jeden z zacisków wyjściowych tych syntezytorów jest zawsze zaciskiem wspólnego punktu sygnałowego GND.

Opisane w niniejszym rozdziale syntezy rezystancji z rys. 6.12, rys. 6.13, rys. 6.14, rys. 6.15 charakteryzują umiarkowane lub małe wartości błędów nieliniowości charakterystyki od 300 ppm do 50 ppm.

Opisane syntezy konduktancji z rys. 6.16 i rys. 6.17 charakteryzują też małe wartości błędów nieliniowości charakterystyki rzędu 60 ppm.

7. Bibliografia

1. Analog Devices Inc.: *AD8628/AD8629/AD8630 Zero-Drift, Single-Supply, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifier*. D02735-0-4/11(I) Rev. I. USA 2011.
[http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/225360/AD/AD8628_08.html].
2. Analog Devices Inc.: *ADA4051-2 , 1,8V, Micropower, Zero-Drift, Rail-to-Rail Input/Output Op Amp*. D08056-0-1/10(B) Rev. B. USA 2010.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADA4051-2.pdf].
3. Analog Devices: *1 ppm 20-Bit, ± 1 LSB INL, Voltage Output DAC*. AD5791. D08964-0-7/13(D). Rev. D. Analog Devices 2010-2013.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5791.pdf].
4. Analog Devices: *16-Bit, 400 MSPS Digital-to-Analog Converter AD9726*. D04540-0-2/10(B). Rev. B. Analog Devices 2005-2010.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9726.pdf].
5. Analog Devices: *2.7 V to 5.5 V, Serial Input, Voltage Output, Unbuffered 16-Bit DAC*. AD5541A. D08516-0-3/11(A). Rev. A. Analog Devices 2010-2011.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5541A.pdf].
6. Analog Devices: *AD5235-EP Nonvolatile Memory, Dual 1024-position Digital Potentiometer*. D09185-0-7/12(A). Rev. A. Analog Devices 2012.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5235-EP.pdf].
7. ANALOG DEVICES: *AD8099 Ultralow Distortion, High Speed, 0,95 nV / $\sqrt{\text{Hz}}$ Voltage Noise Op Amp*. D04511-0-8/13(D), Rev. D. 2013.
[<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/541858/AD/AD8099.html>].
8. 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].
9. Analog Devices: *Current Output, Parallel Input, 16-/14-Bit Multiplying DACs with Four-Quadrant Resistors AD5546/AD5556*. D03810-0-11/11(D). Rev. D. Analog Devices 2004-2011.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5546_5556.pdf].
10. Analog Devices: *Dual-Current Output, Parallel Input, 16-/14-Bit Multiplying DACs with 4-Quadrant Resistors AD5547/AD5557*. D04452-0-11/12(D). Rev. D. Analog Devices 2004-2012.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5547_5557.pdf].
11. Analog Devices: *Fully Accurate 16-bit V_{OUT} nanoDACTM SPI Interface 2.7 V to 5.5 V, in an SOT-23*. AD5062. D04766-0-5/09(A). Rev. A. Analog Devices 2005-2009.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5062.pdf].
12. Analog Devices: *Fully Accurate 16-bit, Unbuffered V_{OUT} , Quad SPI Interface, 2.7 V to 5.5 V nanoDAC, in a TSSOP*. AD5066. D06845-0-8/10(A). Rev. A. Analog Devices 2009-2010.
[www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5066.pdf].

13. Analog Devices: *LC²MOS Complete 12-Bit Multiplying DAC AD7845*. REV. B. 1999. [www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7845.pdf].
14. Analog Devices: *Monolithic 16-Bit DACPORT AD669*. C1555-10-11/91. Rev. A, 02/1998. Analog Devices 1991-1998. [www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD669.pdf].
15. ANALOG DEVICES: *OP77, Next Generation OP07, Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier*. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/49061/AD/OP77.html].
16. ANALOG DEVICES: *OP777/OP727/OP747 Precision Micropower Single-Supply Operational Amplifiers*. D02051-0-10/11(D), Rev. D. 2011. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/543090/AD/OP727AR.html].
17. ANALOG DEVICES: *OP90 Precision Low-Voltage Micropower Operational Amplifier*. D00321-0-12/11(C), Rev. C. 2011. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/547877/AD/OP90.html].
18. ANALOG DEVICES: *OP97, Low Power, High Precision Operational Amplifier*. D00299-0-11/07(F). 2007. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/225174/AD/OP97_07.html].
19. ANALOG DEVICES: *Precision, 20 MHz, CMOS, Rail-to-Rail Input/Output Operational Amplifiers AD8615/AD8616/AD8618*. D04648-0-6/05(C), Rev. C. 2005. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/225363/AD/AD8616.html].
20. Analog Devices: *True 18-Bit, Voltage Output DAC $\pm 0,5$ LSB INL, $\pm 0,5$ L SB DNL*. AD5781. D09092-0-7/13(D). Rev. D. Analog Devices 2010–2013. [www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5781.pdf].
21. ARCOL: *MRA Precision Metal Film Resistors*. ARCOL UK Limited. 5.09.2011. [www1.elfa.se/data1/wwwroot/assets/datasheets/MRA_eng_tds.pdf].
22. Bartoszewski J., Dusza D., *Sterowany cyfrowo symulator czujników termorezystancyjnych*. Pomiar Automatyka Robotyka, nr 2/2008.
23. Bartoszewski J., *Sterowany symulator czujników termorezystancyjnych*. Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003.
24. BIULETYN Polskiego Komitetu Normalizacji, Miar i Jakości: *Termometry elektryczne. Charakterystyki termometryczne oporników (rezystorów) termometrycznych*. Nr 12/91, poz. 79. PKNMiJ 1991.
25. Bolkowski S., Brociek W., Rawa H., *Teoria obwodów elektrycznych. Zadania*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1995.
26. Bolkowski S., *Teoria obwodów elektrycznych*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 2009.
27. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *OPA129 Ultra-Low Bias Current Difet OPERATIONAL AMPLIFIER*. SBOS0026A. Revised 08/12. 2012. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/545657/TI/OPA129.html].
28. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *OPA241, OPA2241, OPA4241, OPA251, OPA2251, OPA4251. Single Supply, MicroPOWER OPERATIONAL AMPLIFIERS*. PDS-1406B. Revised 11-Apr-2013. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/545670/TI/OPA241.html].

29. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *OPA336, OPA2336, OPA4336. Single Supply, MicroPOWER CMOS OPERATIONAL AMPLIFIERS microAmplifier™ Series*. SBOS068C. Revised January 2005.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/234180/BURR-BROWN/OPA336.html>].
30. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *DAC8814 Quad, Serial Input 16-Bit Multiplying Digital-to-Analog Converter*. SBAS338D-JANUARY 2005-REVISED SEPTEMBER 2006. Texas Instruments Incorporated 2009.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8814.pdf].
31. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *DAC8830, DAC8831 16-Bit, Ultra-Low Power, Voltage-Output Digital-to-Analog Converters*. SLAS449D-FEBRUARY 2005-REVISED SEPTEMBER 2007. Texas Instruments Incorporated 2013, [www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8831.pdf].
32. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *OPA227, OPA227, OPA4227, OPA228, OPA2228, OPA4228, High Precision Low Noise OPERATIONAL AMPLIFIERS*. SBOS110A, Revised 15-Oct-2007.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/204172/TI/OPA227.html>].
33. Burr-Brown Products from Texas Instruments: *OPA277, OPA277, OPA4277, High Precision OPERATIONAL AMPLIFIERS*. SBOS079A, Revised 18-Oct-2013.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/546663/TI1/OPA277.html>].
34. Burr-Brown: *DAC715 16-Bit Digital-to-Analog Converter with 16-Bit Bus Interface*. PDS-1306D. SBAS046. Texas Instruments Incorporated 2013.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac715.pdf].
35. Burr-Brown: *DAC7744 16-Bit, Quad Voltage Output Digital-to-Analog Converter*. PDS-1534A. SBAS120. Texas Instruments Incorporated 2013.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac7744.pdf].
36. Capgo Pty Ltd: *Capgo RTDs. Introduction to RTDs*.
[www.capgo.com/Resources/Temperature/RTDs/RTD.html].
37. Ciężyński W.E., *Elektronika analogowa w zadaniach. Tom 5. Idealne wzmacniacze operacyjne w zastosowaniach liniowych*. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej. Gliwice 2010.
38. Czaja Z., *Mikrosterowniki i mikrosystemy rozproszone. Materiały do wykładu. Tom I Mikrosterowniki*. [www.pg.gda.pl/~zbczaja/pdf/wykl_mmr_cz1.pdf].
Tom II Mikrosystemy rozproszone. [www.pg.gda.pl/~zbczaja/pdf/wykl_mmr_cz2.pdf]. Zbigniewa Czaja. Gdańsk 2010. [www.pg.gda.pl/~zbczaja/mmr.html].
39. CZAKI THERMO-PRODUCT: *Informacje techniczne (Katalog)*. [www.czaki.pl/biblioteka/czaki_katalog_5_4.pdf].
40. Dallas Semiconductor, MAXIM: *Hex Nonvolatile Potentiometer with I/O and Memory DS3930*. Rev 0; 4/03, Maxim Integrated Products 2003.
[<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/97791/DALLAS/DS3930.html>].
41. Dallas Semiconductor, M maxim integrated: *DS1809 Dallstat, 64-Position Linear Taper*. 19-7387, Rev. 4/14. Maxim Integrated Products 2014.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS1809.pdf>].

42. Dallas Semiconductor, MAXIM: *Triple 128-Position Nonvolatile Digital Variable Resistor/Switch*. Rev. 3; 3/07. Maxim Integrated Products 2007. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS3904-DS3905.pdf>].
43. Dallas Semiconductor, M maxim integrated: *DS1869 3V Dallastat™ Electronic Digital Rheostat*. 112099. MAXIM. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS1869.pdf>].
44. Dallas Semiconductor: *DS1867 Dual Digital Potentiometer with EEPROM*. 102199. MAXIM. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/DS1867.pdf>].
45. Deutsches Institut für Normung, DIN. DIN EN 60751:2009-5: *Industrielle Platin-Widerstandsthermometer und Platin-Temperatursensoren (IEC 60751:2008); Deutsche Fassung EN 60751:2008*. [www.fh-jena.de/~endter/Schaltungssimulation/DIN%20EN%2060751%20Pt100.pdf].
46. EIA: *RS-644 Bus. ANSI/TIA/EIA-644-95 Electrical Characteristics of Low Voltage Differential Signaling (LVDS) Interface Circuits*. [www.interfacebus.com/Design_Connector_RS644.html].
47. 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].
48. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: *FAN4174/FAN4274 Single and Dual, Rail-to-Rail I/O, CMOS Amplifier*. January 2013. [www.fairchildsemi.com/ds/FA/FAN4274.pdf].
49. FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: *FHP3132, FHP3232, Single and Dual, High-Speed, Rail-to-Rail I/O, CMOS Amplifiers*. March 2007. [<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/176403/FAIRCHILD/FHP3132.html>].
50. Filipkowski A., *Układy elektroniczne analogowe i cyfrowe*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Wydanie IV poprawione. Warszawa 2006.
51. Fluke Calibration: *8508A Reference Multimeter. Extended Specifications*. 1887212F_EN_8508A_Ext_Specs_w.pdf . Pub_ID: 10759-eng Rev 04. Fluke Corporation 2007–2013. [http://eu.flukecal.com/products/electrical-calibration/bench-multimeters/8508a-85-digit-reference-multimeter-0?quicktabs_product_details=4].
52. Fluke Corporation: *Fluke 8808A Digital Multimeter Extended Specifications*. 3053965_6200_ENG_C_W.PDF. Pub_ID: 11288-eng Rev 02. Fluke Corporation 2007-2008. [http://eu.flukecal.com/products/data-acquisition-and-test-equipment/bench-multimeters/8808a-digital-multimeter?quicktabs_product_details=4].
53. Graeme J.G., Tobey G.E., Huelsman L.P., *Operational amplifiers – Design and Application*. McGraw-Hill Book Company. New York 1971.
54. Graeme J.G., *Application of operational amplifiers. Third-Generation Techniques*. McGraw-Hill Book Company. New York 1973.
55. Guzik J., Topór-Kamiński L., *Imitatory rezystancji izolacji elektrycznej*. Pomiar Automatyka Kontrola. Vol. 59, nr 6/2013. Gliwice 2013.
56. Guzik J., *Aktywny imitator rezystancji do wzorcowania megaomomierzy*. Pomiar Automatyka Kontrola. Vol. 55, nr 9/2009. Gliwice 2009.

57. Holland Nick: *Interfacing Between LVPECL, VML, CML, and LVDS Levels*. Application Report SLLA120. TEXAS INSTRUMENTS. December 2002. [www.ti.com/lit/an/slla120/slla120.pdf].
58. Honeywell: *Reference and application data. Temperature Sensors. Platinum RTDs. Platinum RTD resistance vs. temperature function*. [http://content.honeywell.com/sensing/prodinfo/temperature/technical/c15_136.pdf].
59. IEC INTERNATIONAL STANDARD: IEC 60751. Edition 2.0 2008-07: *Industrial platinum resistance thermometers and platinum temperature sensors*. 2008.
60. INCO Zjednoczone Zespoły Gospodarcze. Zakład Produkcji Aparatury Pomiarowej i Automatyki Przemysłowej: *Precyzyjne rezystory drutowe. Typy: RM, ON, RS*. Pyskowice k. Gliwic. Wydanie Instytutu Wydawniczego Pax.
61. International Rectifier: *IRF3205 HEXFET Power MOSFET*. PD-91279E. [www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf].
62. Intersil: *X9110 Dual Supply/Low Power/1024 – Tap/SPI Bus. Single Digitally-Controlled (XDCP™) Potentiometer*. Data Sheet. FN8158.3. Intersil 2008. [www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/x911/x9110.pdf].
63. Jaworska I., Jaworski J., Moeschke B., Świdorski T., *Przetworniki elektryczne analogowe wielkości elektrycznych*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1975.
64. Kaźmierkowski M.P., Matysik J.T., *Wprowadzenie do elektroniki i energoelektroniki*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa 2005.
65. Keithley Instruments, Inc.: *Model 2002 Multimeter Calibration Manual*. Third Printing, November 2000. Document Number: 2002-905-01 Rev. C.
66. KEITHLEY: *Digital Multimeters. 2001 and 2002 High Performance Multimeters*. [www.metrictest.com/catalog/pdfs/product_pdfs/kei_2001.pdf].
67. 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.
68. Korytkowski J., *Cyfrowo sterowane potencjometry do układów pomiarowych, właściwości i przykładowe schematy sterowania*. *Pomiary Automatyka Robotyka*. 6/2011.
69. Korytkowski J., *Cyfrowo sterowane symulatory rezystancji i konduktancji – przegląd, opisy działania, przykłady rozwiązań*. *Pomiary Automatyka Robotyka*. Warszawa, nr 2, 2008.
70. Korytkowski J., *Liniowe i nieliniowe układy ze wzmacniaczami monolitycznymi w urządzeniach pomiarowych*. Monografie, Studia, Rozprawy. Oficyna Wydawnicza PIAP. Warszawa 2011.
71. Korytkowski J., *Nowy układ elektroniczny cyfrowej symulacji rezystancyjnych czujników temperatury*. *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 10/2013.
72. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej symulacji rezystancji o średnich wartościach*. *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 4/2014.
73. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej syntezy konduktancji*. *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 9/2013.

74. Korytkowski J., *Układ elektroniczny cyfrowej syntezy rezystancji do dokładnej symulacji rezystancyjnych czujników temperatury*. Pomiar Automatyka Robotyka, nr 5/2013.
75. Korytkowski J., *Układy przetwarzania cyfrowo-analogowego oraz właściwości scalonych przetworników CA*. Monografie, Studia, Rozprawy. Oficyna Wydawnicza PIAP. Warszawa 2012.
76. Korytkowski J., *Układy przetworników cyfrowo-analogowych napięcia, prądu i rezystancji oraz metoda ich analizy*. Monografie, Studia, Rozprawy. Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP. Warszawa 2004.
77. Korytkowski J., *Współczesne wzmacniacze monolityczne w układach i systemach pomiarowych*. (1). Pomiar Automatyka Robotyka, nr 2/2009.
78. Korytkowski J., *Współczesne wzmacniacze monolityczne w układach i systemach pomiarowych*. (2). Pomiar Automatyka Robotyka, nr 4/2009.
79. Korytkowski J., *Współczesne wzmacniacze operacyjne z nadążną kompensacją wejściowego napięcia niezrównoważenia*. Pomiar Automatyka Kontrola, nr 12, 2012.
80. Korytkowski J., *Wzmacniacze monolityczne i metoda analizy elektronicznych układów z tymi wzmacniaczami*. Wydawnictwo Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP, Warszawa 2000.
81. Kulka Z., Libura A., Nadachowski M., *Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*. Wydawnictwa Telekomunikacji i Łączności, Warszawa 1987.
82. Linear Technology: *LT1028/1128 Ultralow Noise Precision Op Amps*. 1028fa LT/CP 0901 1.5K REV A. 1992. [<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/191698/LINER/LT1128MJ8.html>].
83. LINEAR TECHNOLOGY: *LT1097, Low Cost, Low Power Precision Op Amp*. 1097fas Sn 1097 /TP 0398 2K REV A. 1989. [<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/70296/LINER/LT1097.html>].
84. LINEAR TECHNOLOGY: *LT1218/LT1219, Precision Rail-to-Rail Input and Output Op Amps*. 12189f LT/TP 0697 7K. 1997. [<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/70363/LINER/LT1218.html>].
85. Linear Technology: *LT1636, Over-the-Top Micropower Rail-to-Rail Input and Output Op Amp*. 1636f. LT/TP 1098 4K. Linear Technology Corporation 1998. [<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/70507/LINER/LT1636.html>].
86. Linear Technology: *LTC1150 $\pm 15V$ Zero-Drift Operational Amplifier with Internal Capacitors*. 1150fb LW/TP 1202 1K REV B. 1991. [http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/191737/LINER/LTC1150_03.html].
87. 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>].
88. Linear Technology: *LTC1595/LTC1596/LTC1596-1 Serial 16-Bit Multiplying DACs*. 159561fb. LT 0212 REV B. Linear Technology Corporation 02.2012. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/159561fb.pdf>].

89. Linear Technology: *LTC1821 16-Bit, Ultra Precise, Fast Settling V_{OUT} DAC*. 1821f. LT/PT 0401 4K. Linear Technology Corporation 2000. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/1821f.pdf>].
90. Linear Technology: *LTC2754 Quad 12-/16-Bit SoftSpan I_{OUT} DACs*. 2754f. LT 0609. Linear Technology Corporation 2009. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2754f.pdf>].
91. Linear Technology: *LTC2755 Quad Current Output 12-/14-/16-Bit SoftSpan, DACs with Parallel I/O*. 2755f. LT 0308. Linear Technology Corporation 2008. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2755f.pdf>].
92. Linear Technology: *LTC2756 Serial 18-Bit SoftSpan I_{OUT} DAC*. 2756f. LT 0212. Linear Technology Corporation 2012. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2756f.pdf>].
93. Linear Technology: *LTC2757 18-Bit SoftSpan I_{OUT} DAC with Parallel I/O*. 2757f. LT 0410. Linear Technology Corporation 2010. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2757f.pdf>].
94. Linear Technology: *LTC2758 Dual Serial 18-Bit SoftSpan I_{OUT} DACs*. 2758fa. LT 0913 REV A. Linear Technology Corporation 09.2013. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/2758fa.pdf>].
95. Linear Technology: *OP-07, Precision Operational Amplifier*. GP/IM 785 10K. Linear Technology Corporation 1985. [<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/547448/LINER/OP07CN8.html>].
96. Linear Technology: *LTC2641/LTC2642 16-/14-/12-Bit V_{OUT} DACs in 3mm×3mm DFN*. 26412fb. LT 1008 REV B. Linear Technology Corporation 2007. [<http://cds.linear.com/docs/en/datasheet/26412fb.pdf>].
97. Łakomy M., Zabrodzki J., *Scalone przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*. Państwowe Wydawnictwo Naukowe. Warszawa 1985.
98. Łapiński M., *Pomiary elektryczne i elektroniczne wielkości nieelektrycznych*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Wydanie trzecie zmienione. Warszawa 1974.
99. Maxim Integrated: *MAX5481-MAX5484, 10-Bit, Nonvolatile, Linear-Taper Digital Potentiometers*. 19-3708; Rev 5; 4/10. Maxim Integrated Products 2010. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5481-MAX5484.pdf>].
100. Maxim Integrated: *MAX5318 18-Bit, High-Accuracy Voltage Output DAC with Digital Gain, Offset Control, and SPI Interface*. 19-6465; Rev 0; 9/12. Maxim Integrated Products 2012. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5318.pdf>].
101. Maxim Integrated: *Single-Dual SC70, Zero-Drift, High-Efficiency, 1.5MHz Op Amp with RRIO*, MAX9617-MAX9620. 19-4753; Rev 6; 8/12. Maxim Integrated Products 2012. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX9617-MAX9620.pdf>].
102. Maxim Integrated: *±15 V Digitally Programmable Precision Voltage-Dividers for PGAs*. MAX5430/MAX5431. 19-2222; Rev 2; 7/05. Maxim Integrated Products 2005. [datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5430-MAX5431.pdf].
103. Maxim Integrated: *128-Tap, Nonvolatile, Linear-Taper Digital Potentiometer in 2 mm × 2 mm μ DFN Package*. 19-3929; Rev 2; 6/07. Maxim Integrated Products 2007. [<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5128.pdf>].

104. Maxim Integrated: *32-Tap, Nonvolatile, Linear-Taper Digital Potentiometers in SOT23. MAX5471/MAX5472/MAX5474/MAX5475*. 19-3067; Rev 1; 2/06. Maxim Integrated Products 2006.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5471-MAX5475.pdf>].
105. MAXIM: *1.2 μ A Max, Single/Dual/Quad, Single Supply, Op Amps MAX406/MAX407/MAX409/MAX417-MAX419*. 19-4739; Rev 4; 4/09. Maxim Integrated Products 2009. [<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/434140/MAXIM/MAX406A.html>].
106. MAXIM: *100k Ω Precision-Matched Resistor Divider in SOT23 MAX5490*. 19-3337, Rev 2; 3/05. Maxim Integrated Products 2005.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5490.pdf>].
107. MAXIM: *16-Bit, 600 Msps, High-Dynamic-Performance DAC with LVDS Inputs. MAX5891*. 19-3542; Rev 4; 2/07. Maxim Integrated Products 2007.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5891.pdf>].
108. MAXIM: *17 μ A Max, Dual/Quad, Single Supply, Precision Op Amps MAX478/MAX479*. 19-0127; Rev 1; 11/98. Maxim Integrated Products 1998.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/73464/MAXIM/MAX478-MAX479.html>].
109. MAXIM: *Complete, 12-Bit Multiplying DAC MX7845*. 19-3986 Rev 0, 10/91. Maxim Integrated Products 1991.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MX7845.pdf>].
110. MAXIM: *Dual, 256-Tap, Nonvolatile, I²C-Interface, Digital Potentiometers. MAX5477/5478/5479*. 19-3379; Rev 5; 11/11. Maxim Integrated Products 2011.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5477-MAX5479.pdf>].
111. MAXIM: *Dual, 256-Tap, Nonvolatile, SPI-Interface, Linear-Taper Digital Potentiometers. MAX5487/MAX5488/MAX5489*. 19-3478; Rev 4; 4/10. Maxim Integrated Products 2010.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5487-MAX5489.pdf>].
112. MAXIM: *Low Noise, High Precision Op Amp, MAX427/437*. 19-0095; Rev 0; 11/92. Maxim Integrated Products 1992. [<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/73318/MAXIM/MAX427.html>].
113. MAXIM: *MAX5316 16-Bit, ± 1 LSB Accuracy Voltage Output DAC with SPI Interface*. 19-6166; Rev 0; 1/12. Maxim Integrated Products 2012.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5316.pdf>].
114. MAXIM: *MAX541/MAX542 +5V, Serial-Input, Voltage-Output, 16-Bit DACs*. 19-1082; Rev 2; 12/99. Maxim Integrated Products 1999.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX541-MAX542.pdf>].
115. MAXIM: *MAX544/MAX545 +5V, Serial-Input, Voltage-Output, 14-Bit DACs*. 19-1088; Rev 3; 12/99. Maxim Integrated Products 1999.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX544-MAX545.pdf>].
116. MAXIM: *MAX5650/MAX5651/MAX5652, 16-Bit, Parallel-Input, Voltage-Output DACs with Internal Reference*. 19-3936; Rev 0; 2/06. Maxim Integrated Products 2006.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5650-MAX5652.pdf>].

117. MAXIM: *MX7534/MX7535 Microprocessor-Compatible, 14-Bit DACs*. 19-1116; Rev 1; 11/96. Maxim Integrated Products 1996.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MX7534-MX7535.pdf>].
118. MAXIM: *MX7538 μ P Compatible CMOS 14-Bit D/A Converter*. 19-2307; Rev 1; 7/95. Maxim Integrated Products 1995.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MX7538.pdf>].
119. MAXIM: *MX7841 Octal, 14-Bit Voltage-Output DAC with Parallel Interface*. 19-2953; Rev 0; 7/03. Maxim Integrated Products 2003.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MX7841.pdf>].
120. MAXIM: *Precision-Matched Resistor-Divider in SOT23 MAX5491*. 19-3009; Rev 3; 12/04. Maxim Integrated Products 2004.
[<http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX5491.pdf>].
121. MAXIM: *Single-Dual-Quad, 1,8V/10 μ A, SOT23, Beyond-the-Rails Op Amps, MAX4240-MAX4244*. 19-1343; Rev 0; 3/98. Maxim Integrated Products 1998.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/73315/MAXIM/MAX4240.html>].
122. MAXIM: *Ultra-Low Offset/Drift, Low Noise, Precision SOT23 Amplifiers, MAX4238/MAX4239*. 19-2424; Rev 3; 8/11. Maxim Integrated Products 2011.
[<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/434380/MAXIM/MAX4238.html>].
123. Michalski L., Eckersdorf K., *Pomiary temperatury*. Wydanie trzecie zmienione. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1986.
124. MICROCHIP: *MCP41XXX/42XXX Single/Dual Potentiometer with SPITM Interface. DS11195C*. Microchip Technology Inc. 2003.
[<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/91959/MICROCHIP/MCP42100T.html>].
125. MICROCHIP: *MCP434X/436X 7/8-Bit Quad SPI Digital POT with Non-volatile Memory. DS22233 A*. Microchip Technology Inc. 2009.
[<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/394543/MICROCHIP/MCP434X.html>].
126. Mikołajuk K., *Podstawy analizy obwodów energoelektronicznych*. PWN. Warszawa 1998.
127. Millman J., Halkias C.C., *Układy scalone analogowe i cyfrowe*. Wyd. Naukowo-Techniczne. Warszawa 1976.
128. MINCO: *Sensor Calculator – Resistance table generator. RTD CALC*. [www.minco.com/tools/sensorcalc/rtd/default.aspx].
129. MINCO: *Sensor Calculator – Resistance table generator. Temperature Vs. Resistance. NICEL: NB TCR=6.18e-3. R₀ = 100*. [www.minco.com/tools/sensorcalc/rtd/default.aspx?action=options].
130. Mitra S.K., *Analiza i synteza układów aktywnych liniowych*. Wydawnictwa Naukowo-Techniczne. Warszawa 1974.
131. Moroń Z., Gęsiarz T., *Mikroprocesorowy konduktometryczny miernik stężeń roztworów elektrolitów*, XI Konferencja Naukowo-Techniczna: Zastosowania Mikroprocesorów w Automatyce i Pomiarach, Materiały tom 2, Warszawa 1998.

132. Moroń Z., *Pomiary przewodności elektrycznej cieczy przy małych częstotliwościach*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej. Wrocław 2003.
133. National Instruments Corporation: *Application Note 046. Measuring Temperature with RTDs – A Tutorial*. 340557B-01. November 1996.
[<http://newton.ex.ac.uk/teaching/CDHW/Sensors/an046.pdf>].
134. National Semiconductor: *LMC6001 Ultra Ultra-Low Input Current Amplifier*. DS011887. National Semiconductor Corporation 1999.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/9098/NSC/LMC6001.html>].
135. Nawrocki W., *Komputerowe systemy pomiarowe*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Wydanie 2. Warszawa 2006.
136. Nawrocki Z., *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe*. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej. Wrocław 2008.
137. Olencki A., *Kalibratory termorezystancji*. Wiadomości Elektrotechniczne. Warszawa 1993, nr 6.
138. Pease R.A., *Projektowanie układów analogowych. Poradnik praktyczny*. Wydawnictwo BTC. Wydanie I. Legionowo 2005.
139. Philips Semiconductors: *The I²C-BUS Specification. Version 2.1*. January 2000.
[<http://i2c2p.twibright.com/spec/i2c.pdf>].
140. Polski Komitet Normalizacji, Miar i Jakości. PN-83/M-53852: *Termometry elektryczne. Charakterystyki termometryczne oporników (rezystorów) termometrycznych*. Wydanie 3, maj 1989.
141. Przybysz R., *Cyfrowa regulacja amplitudy sygnału wyjściowego z układu cyfrowej syntezy częstotliwości*. ELEKTRONIKA – KONSTRUKCJE, TECHNOLOGIE, ZASTOSOWANIA. Warszawa, nr 7, 2011.
142. Przygodzki J.R., *Bezstykowe metody pomiarów konduktywności roztworów przewodzących*, Monografia. Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej (E27). Kielce 1992.
143. ROYAL OHM: *PRECISION METAL FILM FIXED RESISTORS*. 2006-2007.
[www.tme.eu/pl/Document/0027213a25a9d49c0b8760349ca3ff7c/mp0_6w.pdf].
144. Rudy van de Plassche R., *Scalone przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Wydanie II. Warszawa 2001.
145. Rząsa M.R., Kiczma B., *Elektryczne i elektroniczne czujniki temperatury*. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 2005.
146. Suchocki K., *Zastosowanie pomiarów przewodności wody morskiej do wyznaczania stopnia jej zasolenia*. Elektronizacja, nr 3, 1997.
147. Szmytkiewicz J., Urbański K., *Symulator czujników elektrycznych i termorezystancyjnych*. III Konferencja Naukowa Czujniki Optoelektroniczne i Elektroniczne. Materiały konferencyjne, tom II, 241–244, Zegrze k. Warszawy 1994.
148. Szmytkiewicz J., *Adjustacja kalibratorów rezystancji*. Pomiary, Automatyka, Kontrola. Nr 6 bis, 2006.
149. Szmytkiewicz J., *Elektroniczny symulator rezystancji*. II Konferencja Naukowa KNWS'05 "Informatyka-sztuka czy rzemiosło". Złotniki Lubąńskie 2005.
150. Szymczyk P., Szymczyk M., Gajer M., *Cyfrowe czujniki do pomiarów wielkości nieelektrycznych w automatyce*. Pomiary Automatyka Robotyka, nr 4. Warszawa 2010.

151. Tequipment.NET: *MICRO-OHMMETER / MILLIOHMMETER / MEGOHMMETER*. Tequipment.NET, 2014.
[www.tequipment.net/ohmmeter-milliohmmeter-megohmmeter/].
152. TERMO APARATURA WROCŁAW: *Charakterystyki termometryczne. Charakterystyka termometryczna rezystorów Ni100 wg DIN 43760*.
[www.termoaparatura.com.pl/files_mce/ni100_pl.pdf].
153. TEXAS INSTRUMENTS: *DAC121C081/DAC121C085. 12-Bit Micro Power Digital-to-Analog Converter with an I²C-Compatible Interface*. SNAS395D – DECEMBER 2007 – REVISED MARCH 2013.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac121c081.pdf].
154. Texas Instruments: *DAC8820 16-Bit, Parallel Input Multiplying Digital-to-Analog Converter*. SBAS358D-AUGUST 2005-REVISED FEBRUARY 2008. Texas Instruments Incorporated 2005–2008.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8820.pdf].
155. Texas Instruments: *DAC8822 16-Bit, Dual, Parallel Input Multiplying Digital-to-Analog Converter*. SBAS390A-DECEMBER 2006-REVISED MARCH 2007. Texas Instruments Incorporated 2012.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8822.pdf].
156. Texas Instruments: *DAC8871 16-Bit, Single-Channel, $\pm 18V$ Output (Unbuffered), Ultra-Low Power, Serial Interface DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER*. SBAS396A-JUNE 2007-REVISED JUNE 2008. Texas Instruments Incorporated 2012. [www.ti.com/lit/ds/symlink/dac8871.pdf].
157. Texas Instruments: *DAC9881 18-Bit, Single-Channel, Low-Noise, Voltage-Output DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER*. SBAS438A-MAY 2008-REVISED AUGUST 2008. Texas Instruments Incorporated 2013.
[www.ti.com/lit/ds/symlink/dac9881.pdf].
158. Texas Instruments: *LMC7111 Tiny CMOS Operational Amplifier with Rail-to-Rail Input and Output*. SNOS753E. Revised March 2013.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/538443/TI/LMC7111.html>].
159. TEXAS INSTRUMENTS: *LVDS Application and Data Handbook*. High-Performance Linear Products Technical Staff. Literature Number: SLLD009. November 2002. [www.ti.com/lit/ug/slld009/slld009.pdf].
160. Texas Instruments: *OPA320, OPA2320, OPA320S, OPA2320S Precision, 20MHz, 0.9pA, Low-Noise, RRIO, CMOS Operational Amplifier with Shut-down*. SBOS513D. Revised November 2011.
[<http://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/437557/TI1/OPA320.html>].
161. Texas Instruments: *TLC2652, TLC2652A, TLC2652Y Advanced LinCMOSTM PRECISION CHOPPER-STABILIZED OPERATIONAL AMPLIFIERS*. SLOS019D. REVISED APRIL 2001.
[www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/tlc2652.pdf].
162. Urbański K., *Kalibrator wielkich rezystancji sterowany za pomocą komputera*. Komisja Metrologii PAN. Konferencja Podstawowe Problemy Metrologii PPM'98, Gliwice 1998.
163. VISHAY PRECISION GROUP: *H Series Vishay Foil Resistors. New Generation of Secondary Standards Hermetically Sealed High Precision Bulk Metal Foil Technology Resistors with TRC of $\pm 2\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$, Tolerance of $\pm 0.001\%$ and*

- Load Life Stability of $\pm 0.005\%$ (Metrology, Laboratory, Instrumentation, Industrial)*. Document Number: 63006. Revision: 23-Mar-2010.
[www.vishaypg.com/docs/63006/hmetlab.pdf].
164. Vishay Siliconix: *IRFD120, SiHFD120 - Power MOSFET*. Document Number: 91128 S-81393-Rev. A, 07-Jul-08. VISHAY 2008.
[<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/251090/VISHAY/IRFD120.html>].
165. Vishay: *MBA/SMA 0204, MBB/SMA 0207, MBE/SMA 0414-Precision*. Vishay Beyschlag. *Precision Leaded Resistors*. Document Number: 28767. Revision: 05-Aug-2008.
[www1.elfa.se/data1/wwwroot/assets/datasheets/niMBx-SMA-prec_e.pdf].
166. Vishay: *S Series Vishay Foil Resistors. High Precision Foil Resistor with TRC of ± 20 ppm/ $^{\circ}\text{C}$, Tolerance of $\pm 0.005\%$ and Load Life Stability of $\pm 0.005\%$* . Document Number: 63001. Revision: 20-Nov-2007.
[www1.elfa.se/data1/wwwroot/assets/datasheets/muSerie_data_e.pdf].
167. Warsza Z.L., *Dokładność pomiaru przemysłowymi czujnikami temperatury Pt 100 w układzie mostka niezerównoważonego*. *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 11/2008.
168. Warsza Z.L., *Immitancyjne układy czterobiegunowe (4-T) w pomiarach wieloparametrowych*. Monografia, Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów, Warszawa 2004.
169. Warsza Z.L., *Miary dokładności parametrów zewnętrznych czwórnik typu X o zmiennych rezystancjach*. Część (1) *Elektronika*, nr 2/2006. Część (2) *Elektronika*, nr 3/2006.
170. Warsza Z.L., *Miary dokładności transmitancji mostka rezystancyjnego w przypadkach szczególnych*. *Pomiary Automatyka Kontrola*, nr 10/2007.
171. Warsza Z.L., *Nowe ujęcie opisu dokładności mostka z przemysłowymi czujnikami Pt*. Materiały konferencji PPM'08 „Podstawowe Problemy Metrologii w Suchoj Beskidzkiej, 11-14 maj 2008. *Prace Komisji Metrologii Oddziału PAN w Katowicach, Konferencje*, nr 8.
172. Warsza Z.L., *Właściwości i nieznane zależności mostka rezystancyjnego 4-T jako czwórnik*. *Pomiary Automatyka Robotyka*, nr 10/2004.
173. Wikipedia, *Widerstandsthermometer aus Wikipedia, der freien Enzyklopädie*. [<http://de.wikipedia.org/wiki/Widerstandsthermometer>].