

## Zastosowanie technologii cyfrowego przetwarzania sygnałów w nowoczesnych układach reograficznych

**Abstract.** This paper describes a method of rheographic system design, that is based on the wide use of digital components in order to ensure the stability of the measuring channel parameters as well as expanding its functionality. A novel approach concerns the compensation of the base resistance using a digital potentiometer, digital synthesis of quadrature probe signals and the implementation of synchronous detection in a digital form. A method of rheographic system design, that is based on the wide use of digital components

**Streszczenie.** W pracy opisano sposób budowy układu reograficznego, bazującego na szerokim wykorzystaniu układów cyfrowych w celu zapewnienia stabilności parametrów toru pomiarowego oraz rozszerzenia jego funkcjonalności. Nowe rozwiązanie dotyczy kompensacji oporu bazowego za pomocą potencjometru cyfrowego, cyfrowej syntezy kwadraturowych sygnałów pobudzenia oraz wykonania detekcji synchronicznej w postaci cyfrowej.

**Keywords:** Rheography, Digital Potentiometer, Base Impedance Compensation, Digital Phase Sensitive Detector, Digital Direct Synthesis.

**Słowa kluczowe:** reografia, potencjometr cyfrowy, kompensacja impedancji bazowej, cyfrowy detektor fazoczuły, bezpośrednia synteza cyfrowa.

### Wprowadzenie

Reografia (ang. Rheography) jest bardzo ważną nieinwazyjną diagnostyczną metodą badań układu sercowo-naczyniowego oraz oceny stanu ukrwienia tkanek [1,2]. Fizyczną podstawą tej metody jest pomiar zmian impedancji elektrycznej pewnego obszaru ciała spowodowanego pulsacjami przepływu krwi. Zarejestrowana krzywa, nazywana reogramem, zawiera cenne informacje o stanie układu sercowo-naczyniowego. Początki badań w dziedzinie reografii sięgają jeszcze połowy ubiegłego wieku [3,4].

Potencjał metody reograficznej wprost zależy od wsparcia aparaturowego, czyli parametrów technicznych, eksploatacyjnych i ergonomicznych reografów. Z uwagi na to aktualnym jest poszukiwanie nowych rozwiązań w budowie toru pomiarowego reografów z wykorzystaniem możliwości nowoczesnych komponentów, zwłaszcza urządzeń cyfrowego przetwarzania sygnałów.

### Stan wiedzy i zadania badawcze

Sposób budowy toru pomiarowego reografu ma znaczący wpływ na wiarygodność wyników badań reograficznych. Zazwyczaj w nowoczesnych reografach jest wykorzystywany tzw. tetrapolarny prądowy układ 4 elektrod. Za pomocą dwóch elektrod aplikacyjnych podłączane jest źródło prądu zmiennego, a za pomocą dwóch elektrod odbiorczych (znajdujących się pomiędzy elektrodami aplikacyjnymi) mierzona jest różnica potencjałów, która jest proporcjonalna do impedancji badanego organu czy kończyny pacjenta. Zaletami schematu tetrapolarnego jest wyeliminowanie pasożytniczego wpływu impedancji kontaktowej (styk elektrody i tkanki) oraz bardziej równomierny rozkład gęstości prądu przy odpowiednim oddaleniu od siebie elektrod aplikacyjnej i odbiorczej [1,5,6].

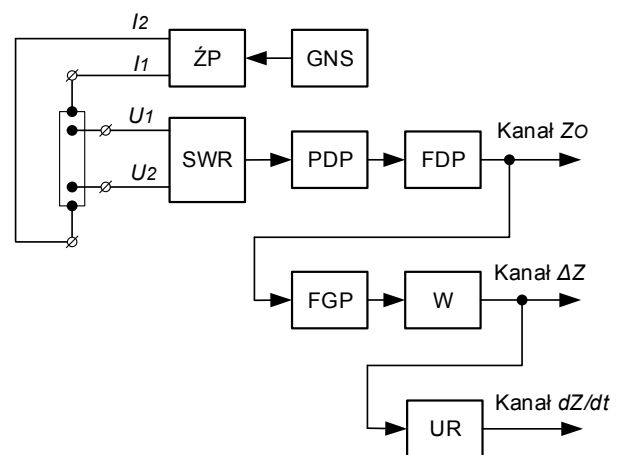
Zmienny składnik impedancji mierzonej  $\Delta Z$ , który jest spowodowany przez pulsację przepływu krwi, stanowi 0,05-0,1% tzw. impedancji bazowej  $Z_0$  badanego obszaru ciała bez uwzględnienia pulsacji krwi, a jego zakres wynosi jedynie 0,05-0,5  $\Omega$ . Podstawę modelu matematycznego, opisującego relację pomiędzy zmianą impedancji  $\Delta Z$  a wywołaną zmianą objętości  $\Delta V$  wskutek pulsacji krwi, stanowi wzór Nyboera [3,5]:

$$(1) \quad \Delta Z = -\frac{\Delta V}{\rho \left(\frac{L}{Z_0}\right)^2},$$

gdzie:  $\rho$  – rezystywność właściwa krwi, wartość której przyjmuje około 0,63  $\Omega$ ;  $L$  – długość badanego obszaru ciała.

Ważnym aspektem zapewnienia wysokiej informacyjności i wiarygodności wyników badań reograficznych jest wybór częstotliwości prądu pobudzającego. Żywa tkanka jest heterogenicznym przewodnikiem, którego właściwości elektryczne mają charakter rezystancyjno-pojemnościowy. Dla reografii częstotliwość prądu pobudzającego wybiera się z zakresu od 20 kHz do 100 kHz. Głównym składnikiem bioimpedancji jest opór aktywny, natomiast udział reaktancji jest mały [5,7].

Typowy schemat strukturalny układu reograficznego pokazany na rys. 1 [7,8].



Rys. 1. Struktura konwencjonalnego układu reograficznego (użyte symbole są objaśnione w tekście)

Na badany obszar ciała pacjenta poprzez tzw. elektrody aplikacyjne podaje się prąd pobudzający z wyjść  $I_1, I_2$  źródła prądu (ŻP), które jest sterowane generatorem napięcia sinusoidalnego (GNS) o częstotliwości  $F_0$ . Spadek napięcia, proporcjonalny do impedancji tkanek badanego obszaru, jest wzmacniany przez selektywny wzmacniacz różnicowy (SWR) i wyprostowany za pomocą prostownika dwupołkawkowego (PDP). Na wyjściu filtra dolnoprzepustowego (FDP) o częstotliwości odcięcia niższej niż  $F_0$  zostaje uformowany komponent sygnału, proporcjonalny do impedancji bazowej  $Z_0$ . Filtr

górnoprzepustowy (FGP) eliminuje składową stałą tego sygnału, a wzmacniacz (W) 1000-krotnie wzmacnia jego składową zmienną, która odzwierciedla pulsację (wahanie) impedancji  $\Delta Z$  spowodowaną wypełnieniem krwią badanego odcinka ciała pacjenta.

Z tak zarejestrowanego sygnału nazywanego reogramem w drodze analizy punktów charakterystycznych można wyznaczyć wiele parametrów biomedycznych, takich jak: objętość wyrzutowa serca, pojemność minutowa, ogólny opór naczyniowego układu peryferyjnego i szereg innych [9,10,11]. Wyznaczanie punktów charakterystycznych jest łatwiejsze przy posiadaniu pierwszej pochodnej sygnału reograficznego ( $dZ/dt$ ), którą uzyskuje się za pomocą układu różniczkującego (UR). Oczywiście, sygnały z wyjść każdego z trzech kanałów mogą być nie tylko zapisane na taśmę papierową, ale też przetworzone na postać cyfrową za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego (A/C), co umożliwi dalsze komputerowe przetwarzanie.

Analiza właściwości technicznych reografów wykazała, że zakres pomiaru rezystancji bazowej jest ograniczony głównie wartościami 200-250  $\Omega$  [6,7]. Ten aspekt zawęża obszar ich zastosowania do badań hemodynamiki centralnej, jednak inne rodzaje diagnostyki, takie jak reowasografia (rheovasography) w badaniu przepływu krwi do kończyn, reoencefalografia (rheoencephalography) w badaniu przepływu krwi w mózgu, reohepatografia (rheohepatography) w badaniu przepływu krwi w wątrobie, reopulmonografia (reopulmonography) w badaniu przepływu krwi w płucach, wymaga szerszego zakresu pomiarowego w części rezystancji bazowej - do 1000  $\Omega$  [6,7].

W celu wydzielenia sygnału odzwierciedlającego składową zmienną impedancji  $\Delta Z$  na tle dominującego oporu bazowego  $Z_0$ , w istniejących reografach wykorzystywane są analogowe filtry górnoprzepustowe o bardzo niskiej częstotliwości odcięcia 0,05 - 0,3 Hz. Realizacja podobnych filtrów jest oparta o kondensatory dużej pojemności, a niestabilność parametrów filtru skutkuje zniekształceniami fazowymi rejestrowanych reogramów. Bardzo niski poziom składowej zmiennej impedancji  $\Delta Z$  wymaga wzmocnienia wyjściowego sygnału FGP [9]. Inną wadą podobnego rozwiązania budowy kanału pomiarowego jest to, że artefakty oddechowe pacjenta lub przemieszczenia elektrody mogą spowodować przekroczenie zakresu pomiarowego przez dłuższy czas, ponieważ stała czasu filtru o częstotliwości odcięcia 0,05 Hz jest większa niż 3 sekundy. Czynniki te ograniczają obszary zastosowań metody badań reograficznych.

Uformowanie sinusoidalnych sygnałów pobudzających często jest wykonywane w oparciu o analogowe oscylatory drgań harmonicznym, którym towarzyszą różne destabilizujące wpływy jak na przykład temperatura otoczenia. Nie rozwiązuje tego problemu wariant syntezy sygnałów sinusoidalnych poprzez alokację podstawowej harmonicznej z przebiegu impulsów prostokątnych [9]. Ponadto poważnym ograniczeniem toru pomiarowego (rys. 1) jest sztywne dostrojenie filtrów analogowych oraz wzmacniacza selektywnego do częstotliwości podstawowej harmonicznej, co nie pozwala na elastyczne zmiany częstotliwości w zależności od specyfiki badanych obszarów ciała oraz metodyki badań diagnostycznych.

### Cel artykułu

Artykuł ma na celu zaprezentowanie nowych zasad budowy kanału pomiarowego układów reograficznych na bazie wykorzystania technologii cyfrowego przetwarzania sygnałów, co zapewni rozszerzenie funkcjonalności metody reograficznej oraz podniesie wiarygodność wyników badań.

### Struktura układu reograficznego na bazie technologii cyfrowych

Zwiększenie stabilności oraz elastyczności reograficznego toru pomiarowego można uzyskać dzięki zaimplementowaniu cyfrowego przetwarzania sygnałów.

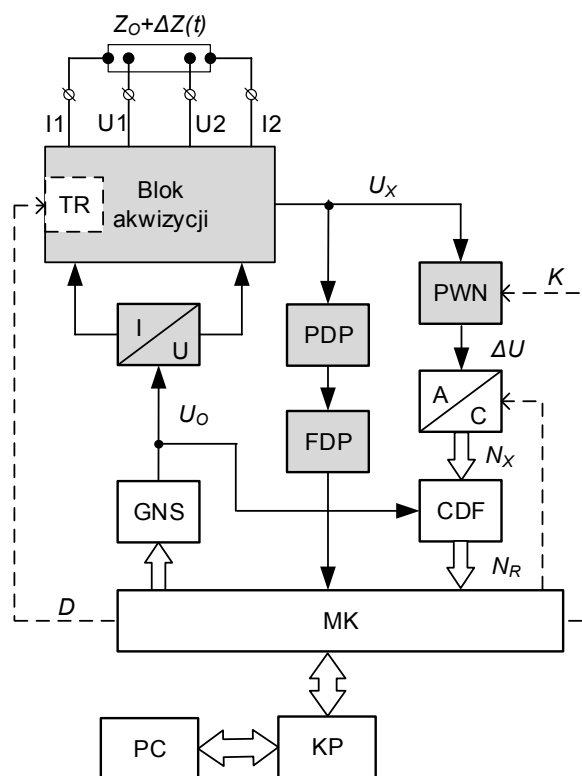
Według zależności (1) pierwotnym nośnikiem informacji w pomiarach reograficznych jest zmiana impedancji  $\Delta Z$ . Impedancję można wyznaczyć za pomocą prawa Ohma (2)

$$(2) \quad U_x = (Z_0 + \Delta Z) \times I_0,$$

gdzie:  $U_x$  – amplituda spadku napięcia na obiekcie badanym;  $I_0$  – amplituda prądu pobudzenia.

Źródłem prądowym, można sterować cyfrowo, oraz przeprowadzić cyfrową rejestrację napięcia  $U_x$ . Natomiast samo przetwarzanie wymaga zewnętrzne źródło energii – źródła prądu pobudzenia. Obecnie zarówno pomiar napięcia  $U_x$  oraz syntezę prądu w dużym stopniu można oprzeć o technologię cyfrową [12,13], jednak sama idea przetwarzania z zastosowaniem równania (2) pozostaje analogowa.

Opracowana przez autorów struktura cyfrowego układu reograficznego została podana na rys. 2.



Rys. 2. Struktura cyfrowego układu reograficznego (użyte symbole są objaśnione w tekście)

W zaproponowanym układzie zastosowano tetrapolarną prądową metodę pomiaru bioimpedancji, gdzie badany obszar ciała pacjenta jest podłączany do reografu za pomocą czterech elektrod - dwóch aplikacyjnych i dwóch odbiorczych, dołączonych do odpowiednich zacisków  $I_1 - I_2$  i  $U_1 - U_2$ . Bloki analogowe układu reograficznego zostały zaznaczone na szaro. Należą do nich: przetwornik napięcie-prąd (U/I), programowalny wzmacniacz napięcia (PWN), prostownik dwupołówkowy (PDP), filtr dolnoprzepustowy (FDP) oraz blok akwizycji różnicy potencjałów elektrycznych (za wyjątkiem, wchodzącego w skład tego bloku, cyfrowego potencjometru - tak zwanego trymera (TR)).

Praca cyfrowego układu reograficznego przebiega w następujący sposób. Napięcie sinusoidalne  $U_0$  o częstotliwości  $F_0$  jest uformowane cyfrowo w generatorze (GNS) oraz dalej w przetworniku U/I jest przetwarzane w prąd pobudzający, podawany na elektrody aplikacyjne [14]. Za pomocą elektrod odbiorczych z powierzchni ciała pacjenta odbierana jest różnica potencjałów  $U_1 - U_2$ , która jest proporcjonalna impedancji bazowej i jej wahaniom. W celu mierzenia jedynie zmiennej składowej impedancji  $\Delta Z$  w bloku akwizycji zastosowano kompensację impedancji bazowej  $Z_0$  za pomocą cyfrowego potencjometru.

W procesie tej kompensacji kluczową rolę odgrywa mikrokontroler (MK), gdyż za pomocą wbudowanego przetwornika A/C mierzy napięcie odpowiadające wartości bazowej impedancji, a potem, po odpowiednich obliczeniach, wprowadza do trymera kod, który doprowadza do wyrównania spadku napięć na badanej bioimpedancji i trymerze.

Po kompensacji wartość napięcia  $U_X$  na wyjściu bloku akwizycji dąży do zera. Ze względu na to, iż użyteczna dla badań reograficznych informacja ukryta jest w bardzo małych zmianach rezystancji  $\Delta R(t) \ll R_0$ , wzmacnia się napięcie  $U_X$  w programowalnym wzmacniaczu napięcia. Wartość współczynnika wzmocnienia  $K$  wzmacniacza generowana jest za pomocą MK w sposób umożliwiający dopasowanie wartości napięcia  $\Delta U$  do zakresu pomiarowego przetwornika A/C.

Po odpowiednim wzmocnieniu chwilowe wartości napięcia  $\Delta U$  są przetwarzane na postać cyfrową za pomocą przetwornika analogowo-cyfrowego (A/C) i podawane na wejście cyfrowego detektora fazoczułego (CDF). Wejście referencyjne tego detektora podłączone jest do syntezy GNS, co skutkuje wydzielenie jedynie składowej aktywnej  $\Delta R$  bioimpedancji. Umożliwia to na rozszerzenie zakresu częstotliwości prądu pobudzającego bez obawy negatywnego wpływu reaktancji - części bierniej  $\Delta Z$ , która nie powiązana jest z przepływem krwi. Dodatkowym atutem zastosowania detekcji fazoczułej jest połączenie elastyczności przestrajania częstotliwości  $F_0$  wraz z zachowaniem wysokiej selektywności, zapewniającej zwiększenie stosunku sygnał/szum bez wykorzystania dodatkowych filtrów [15,16].

W strukturze cyfrowego układu reograficznego ważną rolę spełnia mikrokontroler, gdyż wykonuje takie funkcje jak:

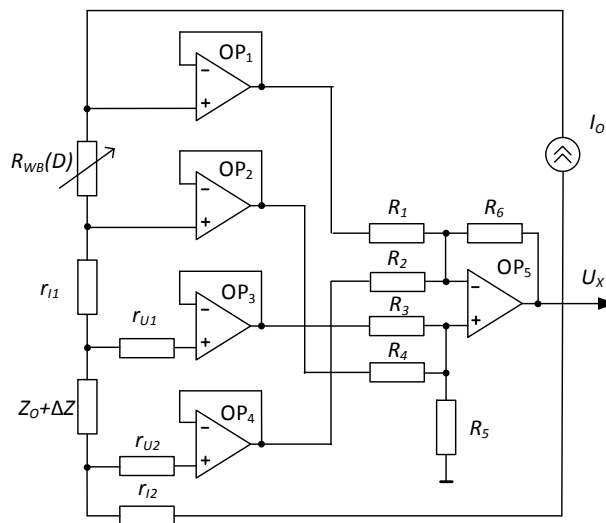
- przetwarzanie wyników pomiarów, między innymi w celu kompensacji impedancji bazowej  $Z_0$  (wysterowanie rezystancji trymera);
- wyrównanie (equalising) charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej toru pomiarowego, cyfrowa filtracja sygnału;
- nastawianie parametrów generatora dla wyboru częstotliwości i fazy prądu pobudzającego;
- sterowanie przetwornikiem A/C i wzmacniaczem programowalnym;
- komunikację z komputerem PC za pomocą interfejsu RS-232.

Za pomocą konwertera poziomów (KP) odbywa się dopasowanie poziomu i separacja galwaniczna sygnałów wyjściowych MK i interfejsu. W celu bezpieczeństwa przeciwporażeniowego wykorzystano zasilanie bateryjne, a maksymalny prąd pobudzenia ograniczono do 5 mA.

### Rozszerzenie zakresu pomiaru reograficznego

W pracy [17] przedstawiono metodę różnicową w pomiarach impedancyjnych, zastosowanie której umożliwiło rozszerzenie zakresu pomiaru rezystancji bazowej. Zapewni to możliwość eliminacji dominującej składowej stałej

sygnału i ulepszy warunki rejestracji i przetwarzania reogramów. Rys. 3 ilustruje zasadę budowy bloku akwizycji napięcia pomiarowego z wykorzystaniem tej metody.



Rys. 3. Schemat bloku akwizycji napięcia pomiarowego z kompensacją impedancji bazowej reograficznego (użyte symbole są objaśnione w tekście)

Badany obiekt biologiczny, opisany impedancją bazową  $Z_0$  oraz wyznaczaną składową  $\Delta Z$ , należy połączyć za pomocą wspomnianych wcześniej 4-elektrod. Rezystancję sterowanego cyfrowo trymera na schemacie przedstawiono oporem  $R_{WB}$ , a opory  $r_{11}$ ,  $r_{12}$ ,  $r_{U1}$ , i  $r_{U2}$  odzwierciedlają wpływ pasożytniczej rezystancji przewodów oraz kontaktów „elektroda-ciało”. Wtórnik napięcia, zbudowany na wzmacniaczach operacyjnych OP<sub>1</sub>-OP<sub>4</sub> (na przykład AD822), zapobiegają efektom destabilizacji potencjometrycznego obwodu pomiarowego poprzez impedancję wejścia sumatora napięć zaimplementowanego na OP<sub>5</sub> (też AD822). Rezystancje  $r_{11}$  i  $r_{12}$  znajdują się w obwodzie źródła prądu  $I_0$ , więc ich wpływ też jest niezauważalny.

Rozwój mikroelektroniki doprowadził do pojawienia się trymerów w postaci układów scalonych, które w chwili obecnej są produkowane przez wiele firm w dużym asortymencie. Ponadto jeden układ scalony może zawierać kilka cyfrowych potencjometrów programowanych za pośrednictwem interfejsu cyfrowego (SPI lub I<sup>2</sup>C). Liczba możliwych ustawień wartości rezystancji waha się od 64 do 1024 w zależności od rodzaju trymera, a zakres wartości nominalnych wynosi od 1 kΩ do 1 MΩ [18]. Takie układy mogą być wyposażone w pamięć stałą dla przechowywania wartości kodu, oraz cechują się następującymi parametrami: moc pobierana wynosi mniej niż 1 mW, maksymalny prąd płynący przez trymer 5 mA, pasmo przenoszenia wynosi do 600 kHz. Przytoczone parametry techniczne są wystarczające do wykorzystania w układach reograficznych.

Cyfrowy potencjometr AD5252 firmy Analog Devices (rys. 4) zawiera 4 kanały potencjometryczne sterowane cyfrowo [18]. Każdy z kanałów ma trzy zaciski - A, B i W. Bieżąca wartość rezystancji każdego rezystora jest określona zawartością 8-bitowego rejestru RDAC za według zależności (3):

$$(3) \quad R_{WB}(D) = \frac{D}{256} \cdot R_{AB} + R_W,$$

gdzie  $R_{AB}$  = 1 kΩ - rezystancja nominalna;  $D$  - kod zapisany do rejestru RDAC;  $R_W$  - rezystancja suwaka W (wartość typowa 45-50 Ω).

Pomijając napięcie niezrównoważenia wzmacniaczy operacyjnych oraz przy założeniu równości oporów rezystorów  $R_1 - R_6$  sumatora napięć (rys. 3) model układu akwizycji można opisać równaniem (4):

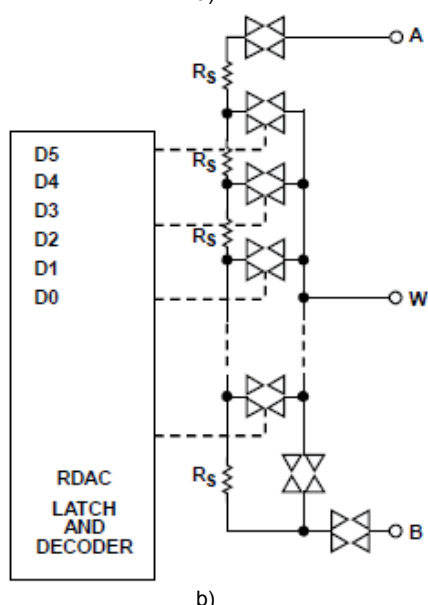
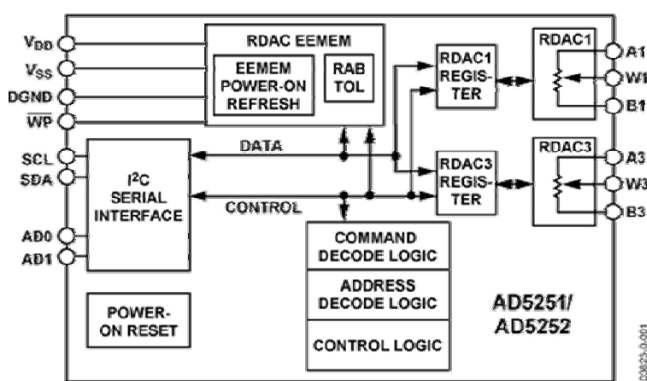
$$(4) \quad U_X = [Z_O - R_{WB}(D)] \times I_O,$$

gdzie  $I_O$  - prąd pobudzenia, ograniczony zwykle do 1 mA. W szczególnym przypadkuysterowania trymera takim, że zachodzi równość  $R_O = R_{WB}(D_O)$ , wówczas napięcie wyjściowe obwodu pomiarowego odzwierciedla jedynie zmienną składową krwi oporu badanej powierzchni ciała:

$$(5) \quad U_X = \Delta Z(t) \times I_O$$

Procedura kompensacji impedancji bazowej w obwodzie pomiarowym przebiega następująco. Wstępnie przed pomiarami (etap kompensacji) MK inicjalizuje pracę układu reograficznego. W pamięci trymera po włączeniu zasilania wartość koduysterowania wynosi x00. Biorąc pod uwagę, że  $\Delta R(t) \ll R_O$  wynik  $N_{ADC}$  przetwarzania A/C w mikrokontrolerze odpowiada wartości bazowej rezystancji  $R_O$  badanego obszaru

$$(6) \quad U_X = \frac{N_{ADC} \cdot V_{REF}}{1024}.$$



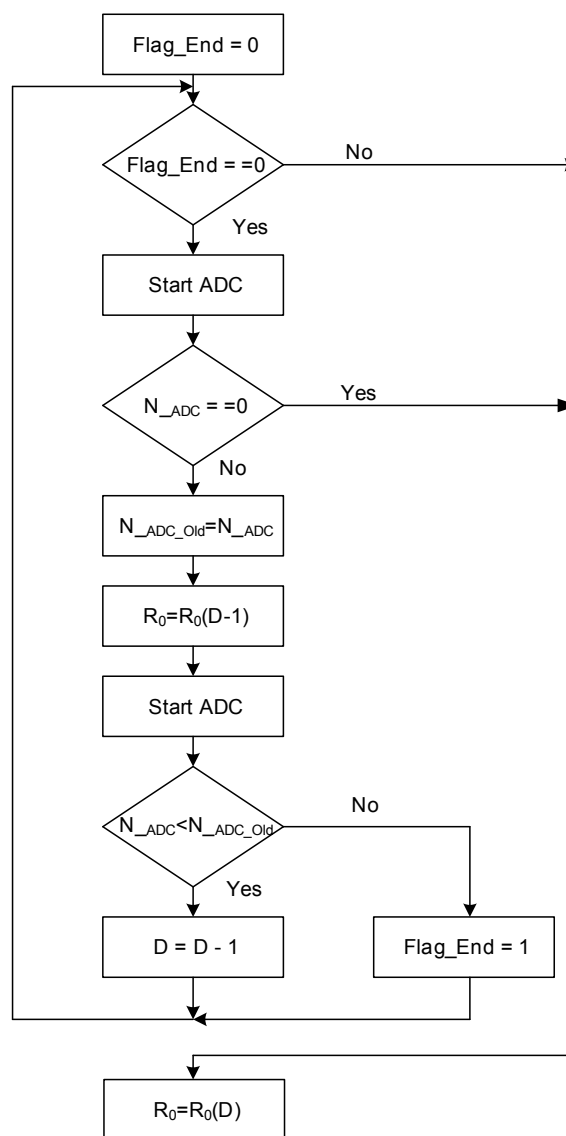
Rys. 4. Struktura rezystora cyfrowego (a) i schemat ideowy jego włączenia w trybie reostatu (b) [18]

Mikrokontroler przelicza  $N_{ADC}$  na wartość koduysterowania trymera  $D_O$  i zapisuje je do rejestru pamięci RDAC

$$(7) \quad D = \frac{256 \cdot N_{ADC} \cdot V_{REF} \cdot R_{11}}{1024 \cdot I_O \cdot R_{12} \cdot R_{AB}} = \frac{5}{8} N_{ADC}.$$

Następnie wystąpi proces wstępnej kompensacji rezystancji bazowej, który w wyniku oddziaływań szeregu czynników nie uwzględnionych w modelu, nie doprowadza do całkowitego zrównoważenia napięć  $U_R = U_K$ . Dlatego też proces kompensacji ma kontynuację w postaci procedury iteracyjnego przybliżania (uściślenia) wartości kodu  $D$  do momentuysterowania bilansu spadku napięć na bioimpedancji oraz trymerze.

Algorytm ten został zaprezentowany w postaci schematu blokowego na rys. 5.



Rys. 5. Schemat blokowy algorytmu uściślenia rezystancji bazowej

Do sterowania trymerem, programowalnym wzmacniaczem napięcia oraz przetwornikiem A/C wykorzystano mikrokontroler ATmega328P firmy Atmel. Program został napisany w języku C [19].

Rys. 6 ilustruje przykład procesu iteracyjnego równoważenia rezystancji bazowej w obwodzie pomiarowym. Wartość tej rezystancji wynosi  $R_O = 550 \Omega$ .

Rozdzielczość zmian rezystancji można wyliczyć na podstawie (8):

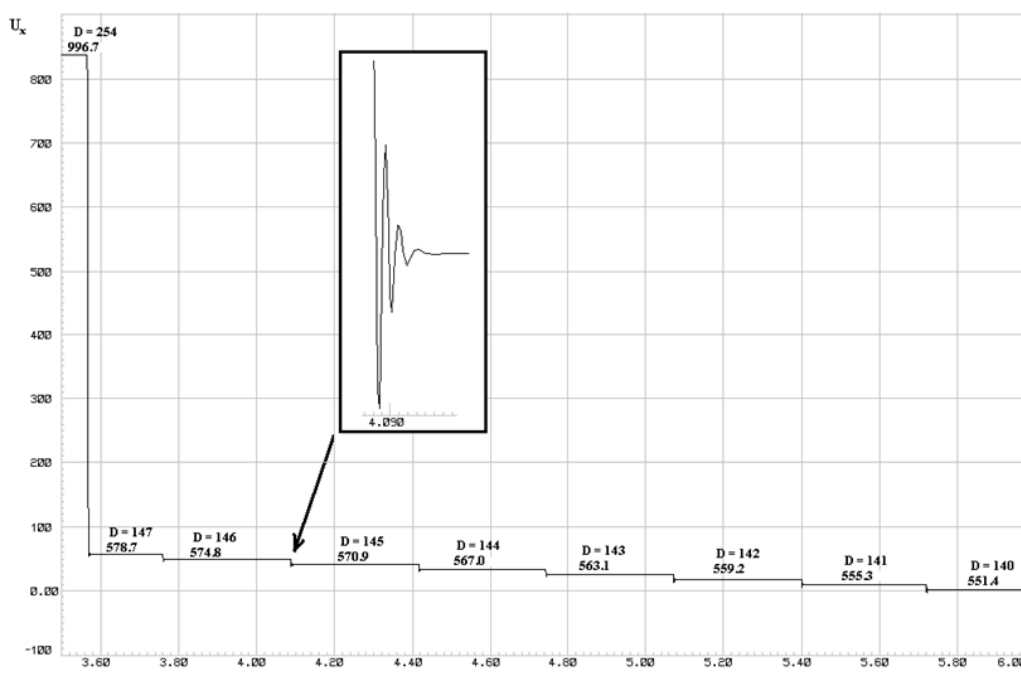
$$(8) \quad q_R = \frac{R_{AB}}{2^n},$$

gdzie:  $n$  – długość bitowa kodu sterującego  $D$ .

Przykładowo, dla rozpatrzonego przypadku rozdzielczość wynosi około  $4 \Omega$ , co definiuje dokładność kompensacji na  $\pm 2 \Omega$ .

Jak można zaobserwować na rys. 6 procesy przejściowe w obrodzie pomiarowym po każdym kroku zmiany ustawienia trymera trwają nie dłużej niż  $0,1$  ms. Ponadto widmo użytecznego sygnału w reografii jest

ograniczone z góry częstotliwością  $40 \pm 60$  Hz, dlatego też okres próbkowania sygnału reograficznego powinien wynosić co najmniej  $4$  ms. Implikuje to możliwość nie tylko kompensacji rezystancji bazowej na początku rejestracji, ale i też korekcję wartości kodu wysterowania trymera przed pobraniem każdej nowej próbki  $\Delta R(t)$ . Dlatego też zapewniana jest bieżąca kompensacja dryfu rezystancji bazowej, spowodowana wpływem zniekształceń oddechowych czy przesunięciem elektrod na powierzchni ciała pacjenta.



Rys. 6. Przebieg czasowy procesu kompensacji rezystancji bazowej o wartości  $R_0 = 550 \Omega$  (napięcie podano w mV, czas – w ms, rezystancja – w  $\Omega$ ).

### Cyfrowy syntezytor sygnału pobudzenia

Obecnie syntezę sygnałów sinusoidalnych, potrzebną do uformowania prądów pobudzających w układach reograficznych, wygodnie prowadzić za pomocą wyspecjalizowanych układów scalonych realizujących zasadę bezpośredniej syntezy cyfrowej (ang. Digital Direct Synthesis - DDS). Częstotliwość, faza i nawet amplituda syntezowanego przebiegu mogą być elastycznie na bieżąco zmieniane z wysoką rozdzielczością. Dokładność i stabilność temperaturowa podobnych układów znajduje się na poziomie odpowiednio  $20$  ppm i  $10$  ppm/ $^{\circ}\text{C}$ .

Autorzy wykorzystali syntezytor AD9833 firmy Analog Devices, umożliwiający syntezę przebiegu w zakresie od  $0$  do  $F_{CLK}/2$ , przy maksymalnej częstotliwości zegara  $25$  MHz. Maksymalny współczynnik zawartości harmonicznych wynosi  $0,1\%$ , typowy  $0,05\%$  [20]. Małe zużycie mocy (do  $20$  mW), posiadanie trybu zasilania od  $2,3$  do  $5,5$  V i miniaturowa  $10$ -pinowa obudowa umożliwiają wykorzystanie tych układów w przenośnych układach reograficznych o zasilaniu baterijnym.

Układ zawiera  $28$ -bitowy akumulator fazy, dwa  $28$ -bitowe rejestry  $FREQ0$ - $FREQ1$  dla nastawienia częstotliwości, dwa  $12$ -bitowe rejestry  $PHASE0$ - $PHASE1$  dla fazy początkowej i  $10$ -bitowy przetwornik cyfrowo-analogowy na wyjściu. Więc przy częstotliwości zegara mikrokontrolera ATmega328P  $7,3728$  MHz, krok

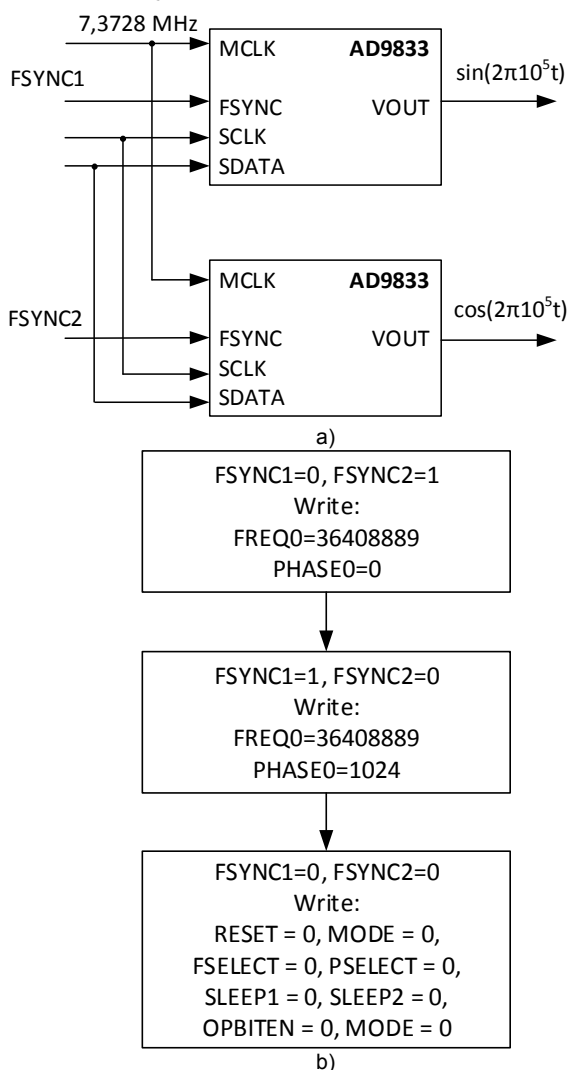
przebiegania częstotliwości i fazy wynosi  $0,027$  Hz i  $0,001$  rad odpowiednio.

Układ scalony AD9833 podłącza się do mikrokontrolera za pomocą zacisków  $FSYNC$ ,  $SCLK$ ,  $SDATA$ . Impulsy zegara podaje się na wejście  $SCLK$ , a dane z wejścia  $SDATA$  są zapisywane do rejestrów syntezytoru zboczem spadającym impulsu  $SCLK$  przy  $FSYNC = 0$ .

Sterowanie fazą syntezowanego sygnału jest ważne dla budowy reograficznych kanałów pomiarowych. Istnieje możliwość wykorzystania dwóch syntezytorów DDS działających na tej samej częstotliwości zegara, ale z ustawionymi kwadraturowo fazami pobudzających prądów. Jest to szczególnie ważne, gdy badania reograficzne dotyczą symetrycznych części ciała pacjenta. Dla otrzymania prawidłowych porównywalnych wyników należy przeprowadzić badania na jednej i tej samej częstotliwości. W tym przypadku występuje zniekształcenie ze względu na wzajemne oddziaływania kanałów. Synchroniczna detekcja sygnałów pozwala wyeliminować zakłócenia kanałów nawet przy jednej częstotliwości równolegle pracujących kanałów pomiarowych.

Schemat połączenia oraz algorytm programowania dwóch syntezytorów AD9833 do pracy z częstotliwością  $100$  kHz i przesunięciem fazowym o  $90$  stopni pokazano na rys. 9.

Po włączeniu zasilania układy są w stanie RESET. Za pomocą sygnałów FSYNC1 i FSYNC2 mikrokontroler zapisuje do rejestrów częstotliwości i fazy odpowiadające im wartości. Zapis wartości do rejestrów wewnętrznych AD9833 wyprowadza układy z trybu RESET oraz ustawia robocze częstotliwości i fazy, i rozpoczyna się formowanie fali sinusoidalnej.



Rys. 7. Włączenie (a) i nastrajanie (b) układów AD9833 na syntezę sygnałów kwadraturowych

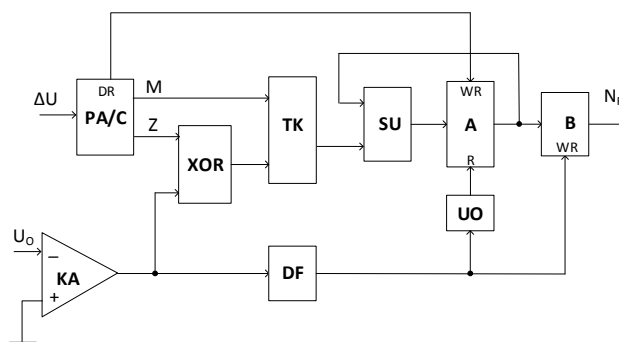
W pamięci MK można również przechowywać wartości parametrów optymalnych dla przeprowadzenia reograficznych badań według określonej metodyki diagnostycznej, np. reografia klatki piersiowej, reowasografia, reoencefalografiya itd. Istnieje również możliwość ręcznej zmiany częstotliwości każdego kanału w celu osiągając maksymalną jakość.

### Cyfrowy detektor fazoczuły (technika Lock-in)

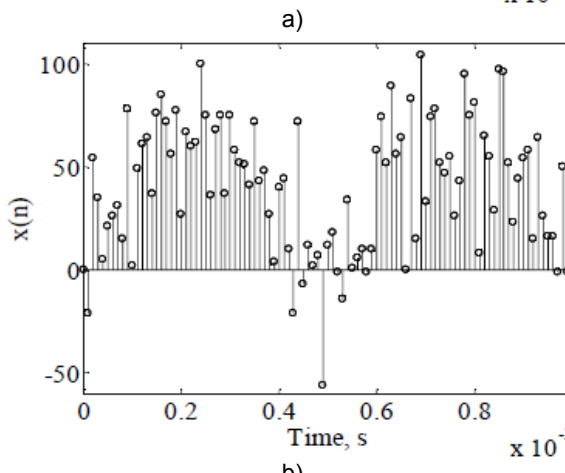
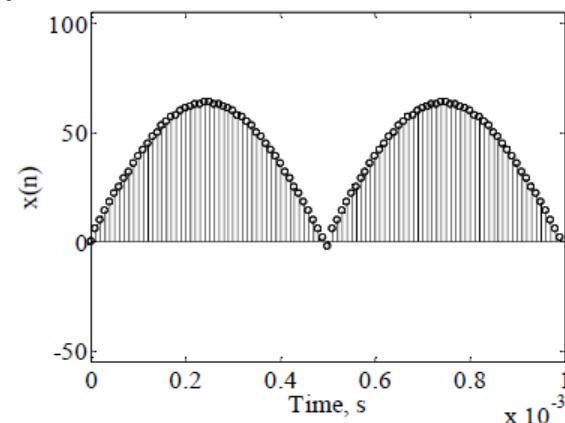
Opracowany przez autorów [21] schemat cyfrowego detektora fazoczułego został pokazany na rys. 8.

Praca detektora przebiega następująco. Wzmocnione w programowalnym wzmacniaczu napięcie wejściowe  $KU_X$  (gdzie  $K$  – stała wzmacnienia,  $U_X$  – napięcie wejściowe) jest przetworzone na postać cyfrową w przetworniku A/C (PA/C) i podawane jako kod  $X(n)$  na wejście detektora w formacie „Znak-Moduł”. Bit znaku  $Z$  każdej próbki  $X(n)$  w układzie logicznym poddawany jest operacji logicznej XOR z bitem biegunowości sygnału referencyjnego. Sygnał ten uformowany jest z kolei za pomocą komparatora (KA) z

napięcia  $U_o$  cyfrowego syntezy sygnału pobudzenia. Wynik operacji XOR, w czasie dodatnich wartości napięcia  $U_o$ , zmienia biegunowość sekwencji próbek  $X(n)$  (rys. 9).



Rys. 8. Schemat strukturalny cyfrowego detektora fazoczułego reograficznego (użyte symbole są objaśnione w tekście)



Rys. 9. Jeden okres sygnału cyfrowego detektora fazoczułego bez szumu (a) i w obecności szumu (b)

Model cyfrowego detektora fazoczułego reprezentuje poniższe wyrażenie

$$(9) M_{\Sigma} = \sum_{n=0}^{N-1} X(n) \oplus \text{sign}(\dot{U}_o) = \begin{cases} \sum_n x(n), & \text{if } \text{sign}(\dot{U}_o) = 0 \\ -\sum_n x(n), & \text{if } \text{sign}(\dot{U}_o) = 1 \end{cases}$$

gdzie  $\text{sign}$  jest funkcją znaku; symbol „ $\oplus$ ” oznacza operację logiczną XOR.

Próbki  $X(n)$  o zmodyfikowanej w ten sposób biegunowości są podawane na transkoder (TK), dokonujący konwersję formatu „Znak-Moduł” do formatu „Uzupełnienia do 2”, po to, aby umożliwić ich prawidłowe dodawanie w

układzie sumatora. Układ sumatora jest zbudowany z agregatora ( $\Sigma$ ) i akumulatora (A) w sposób konwencjonalny [21]. A jego praca jest ściśle zsynchronizowana z przetwornikiem A/C.

Wynik dodawania tak uformowanych próbek w ciągu jednego okresu napięcia pobudzenia jest zapisywany do bufora (B) wyjściowego detektora z boczem opadającym sygnału komparatora i odpowiada jedynie zmianom rezystancji  $\Delta R(t)$ . Inicjalizacja akumulatora odbywa się z boczem tego samego impulsu, ale po pewnym opóźnieniu wprowadzonym przez odpowiedni układ opóźnienia (UO).

W celu zwiększenia odporności na wpływ szumu, zwiększa się czas dodawania próbek w akumulatorze (liczbę pełnych okresów  $U_0$ ). Jest to zrealizowane za pomocą dzielenia częstotliwości  $F_0$  przebiegu prostokątnego z wykorzystaniem dzielnika częstotliwości (DF).

### Podsumowanie

Wykorzystując cyfrowe rezystory programowalne dla kompensacji impedancji bazowej  $Z_0$  w reograficznym obwodzie pomiarowym, można uniknąć problemów, związanych z zastosowaniem analogowych filtrów górnoprzepustowych. Pozwala to zwiększyć czułość toru pomiarowego sygnału użytecznego  $\Delta R(t)$ , ponieważ zostaje wyeliminowany maskujący wpływ dominującej składowej  $Z_0$ , co skutkuje poprawą jakości zarejestrowanych reogramów.

Zastosowanie cyfrowych syntezytorów przebiegów sinusoidalnych zwiększa elastyczność doboru częstotliwości prądów pobudzenia oraz umożliwia dokładne utrzymanie ich kwadratury. Pozwala to w konsekwencji na rozszerzenie możliwości diagnostycznej badań reograficznych, dzięki równoległej rejestracji reogramów, pochodzących z symetrycznych obszarów ciała.

Ważną cechą reograficznego toru pomiarowego jest również zastosowanie cyfrowego detektora fazoczułego, realizowanego według nowatorskiego rozwiązania. Głównymi zaletami wykorzystania detekcji fazoczułej w układach reograficznych są zwiększenie odporności na wpływ szumu oraz wydzielenie pulsacji rezystancji (a nie impedancji, jak w istniejących reografach).

**Autorzy:** Prof., dr hab. inż. Volodymyr Khoma, Politechnika Opolska, Instytut Automatyki, E-mail: v.khoma@po.opole.pl;

### LITERATURA

- [1] Pałko T., Pawlicki W.G.: Reografia impedancyjna. W: *Problemy Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej*, t. 2. Biopomiary. Akad. Ofic. Wyd. EXIT Warszawa, (2001).
- [2] Wtorek J., Polinski A. The contribution of blood-flow-induced conductivity changes to measured impedance. *IEEE transactions on biomedical engineering*, 2005, 52 (1), 41-49.
- [3] Nyboer J., Bagno S., Bameet A.: Radiokardiograms: electrical impedance changes of the heart in relation electrocardiograms and heart sounds, *J. Clin. Invest.*, 19, 963, 1940.
- [4] Kubicek W.G., Karnegis J.N., Patterson R.P., Witsoe D.A., Mattson R.H.: Development and evaluation of an impedance cardiac output system, *Aerosp Med*, vol. 37, pp. 1208-1212, 1966.
- [5] Cybulski G. Ambulatory Impedance Cardiography: The Systems and their Applications, *Lecture Notes in Electrical Engineering*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg (2011), 114.
- [6] Nowakowski A., Palko T., Wtorek J. Advances in electrical impedance methods in medical diagnostics. *Bulletin of the polish academy of sciences*. (2005), Vol.53, Issue 5, 231-243.
- [7] Ronkin M.A., Shalygin V.S., Pirozhenko A.V., Maksimenko I.M., Gorbacheva V.G., Shcherbakova V.D., Vasil'yeva L.I. Komp'yuternaya reografiya // *Biomeditsynskiye tekhnologii i radioelektronika*. (2002). – № 8. – s. 17-28. (In Russian)
- [8] Cybulski, G.: Dynamic Impedance cardiography—the system and its applications. *Polish Journal of Medical Physics and Engineering*. 11(3), 127–209 (2005).
- [9] Zubenko V.G., Morozov A.A., Morozov D.YU., Shchukin S.I. Osnovnyye aspekty razrabotki reokardiomonitornoy sistemy dlya distantsionnogo analiza parametrov tsentral'noy gemodinamiki // *Biomeditsynskiye tekhnologii i radioelektronika*. (2001). – № 9. – s. 4-10. (In Russian)
- [10] Kawala A., Zmarzły D., Khoma V., Sovyn Y. Use of wavelet transform for qualification of rheograms characteristic points // *Przegląd Elektrotechniczny*, 2008 – Nr 3, p. 133-134.
- [11] Hassan Y., Amin M., Mehdi E., Morteza A.E. Design and Implementation of a Portable Impedance Cardiography System for Noninvasive Stroke Volume Monitoring, *Journal of Medical Signals & Sensors*, (2016) Vol. 6, Issue 1, 47-56.
- [12] Rybski R., Kaczmarek J., Kozioł M. Dwufazowy cyfrowy generator napięć sinusoidalnych do zastosowań w dokładnych pomiarach impedancji // *Pomiary, Automatyka, Kontrola* .- 2012, Vol. 58, nr 1, s. 27-29.
- [13] Ziqiang C., Huaxiang W., Wuliang Y., Wuqiang Y. Impulsive noise reduction in digital phase-sensitive demodulation by nonlinear filtering. *Measurement Science and Technology*, (2015). Vol. 26, Nr 7.
- [14] A Comprehensive Study of the Howland Current Pump. AN-1515. Texas Instrument. Application Report (2013). <http://www.ti.com/lit/an/snoa474a/snoa474a.pdf>.
- [15] Maria Wrzuszczak, Anna Khoma, Volodymyr Khoma. Model matematyczny detektora fazoczułego i jego wykorzystanie do kompensacji błędów dynamicznych // *Przegląd Elektrotechniczny*. (2011), NR 9a, p.291-294.
- [16] Pavlov S., Kozlovskaya T., Sydoruk O., Kotovskyy V., Wójcik W., Orakbayev Y: Calibration of the metrological characteristics of photoplethysmographic multispectral device for diagnosis the peripheral blood circulation. *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 5, (2017), 75-82.
- [17] Khastsayev M.B., Dryayeva KH.SH., Maksimova I.P., Khastsayev B.D. Strukturnyy sintez preobrazovateley impedansa na osnove avtomatizirovannogo proyektirovaniya grafov // *Pribory i Sistemy. Upravleniye. Kontrol'. Diagnostika*. 2010. №2. S.25-28. (In Russian)
- [18] Dual 64-/256-Position  $I^2C$  Nonvolatile Memory Digital Potentiometers AD5251/AD5252. DataSheet. [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5251\\_5252.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD5251_5252.pdf).
- [19] Brief Introduction to programming AVR devices in C using AVR studio (Rev C). <http://www.avmicrotech.com/pdf/AVRStudio%20C%20programming%20with%20Arduino%20RevC.pdf>.
- [20] Low Power, 12.65 mW, 2.3 V to 5.5 V, Programmable Waveform Generator AD9833. DataSheet. <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9833.pdf>
- [21] Patent PL231973. Układ do wyznaczania składowej synfazowej napięcia mierzonego. (2018).