

Programowane referencyjne źródło napięcia stałego do wielofazowych cyfrowych generatorów napięcia sinusoidalnego

Streszczenie. W artykule przedstawiono budowę oraz wyniki badań wybranych parametrów fizycznego modelu programowalnego referencyjnego źródła napięcia stałego. Źródło to może być wykorzystane do realizacji cyfrowego generatora napięcia sinusoidalnego o dużej rozdzielczości nastawy amplitudy według jednej z zaprezentowanych w artykule koncepcji. Oprócz wyników badań samego źródła, w artykule przedstawiono także wybrane wyniki badań dwufazowego generatora zrealizowanego na bazie komercyjnej karty PXI z zastosowaniem opracowanego źródła.

Abstract. The article presents the structure and test results of selected parameters of the physical model of the programmable reference DC voltage source. The source can be used to implement a digital sinewave voltage generator with a high-resolution amplitude setting according to one of the concepts presented in the article. In addition to the research of the DC voltage source, the article also presents selected research results of the two-phase generator created on the basis of a commercial PXI card and the developed source. **The structure and test results of selected parameters of the physical model of the programmable reference DC voltage source**

Słowa kluczowe: przetwarzanie cyfrowo-analogowe, źródło napięcia referencyjnego, cyfrowa generacja przebiegów sinusoidalnych, pomiar impedancji.

Keywords: analog-to-digital conversion, reference voltage source, generation of digitally synthesized sine waveforms, impedance measurement.

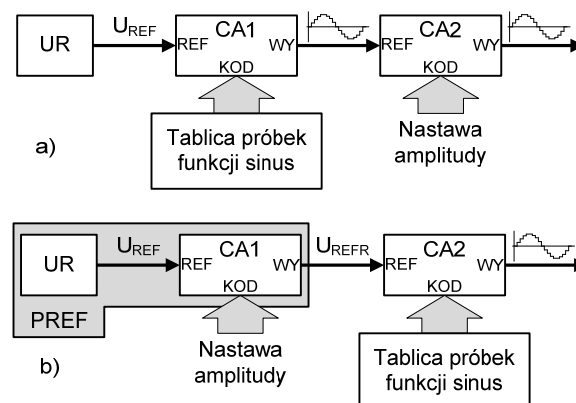
Wprowadzenie

Od wielu lat w dokładnych pomiarach prądu przemiennopiętowego stosuje się cyfrowe generatory przebiegów sinusoidalnych, które wytwarzają sygnał wyjściowy przez jego aproksymację krzywą schodkową. Generatory te charakteryzują się szeregiem parametrów metrologicznych, jednak niezależnie od realizowanych z ich wykorzystaniem zadań pomiarowych wymaga się od nich m.in. dużej dokładności i rozdzielczości nastawy amplitudy oraz wysokiej stabilności czasowej i temperaturowej. W precyzyjnych pomiarach impedancji spotyka się rozwiązania, w których wykorzystywane są komercyjne generatory [1–4]. Jednak nie zawsze spełniają one wszystkie stawiane im wymagania, dlatego konieczne staje się opracowywanie własnych rozwiązań [5–7].

W przypadku konieczności uzyskania dużej rozdzielczości nastawy amplitudy generowanego sygnału możliwe są dwa rozwiązania przedstawione na rys. 1. W pierwszym z nich (rys. 1a) przetwornik cyfrowo-analogowy CA1 pracuje ze źródłem napięcia referencyjnego U_{REF} o stałej wartości, generując na wyjściu analogowym schodkowy przebieg aproksymujący funkcję sinus poprzez okresową zmianę kodów podawanych na jego wejście cyfrowe. Tak uzyskany sygnał sinusoidalny o amplitudzie proporcjonalnej do U_{REF} podawany jest na wejście referencyjne przetwornika CA2, który powinien być przetwornikiem mnożącym ze względu na zmiany napięcia referencyjnego w zakresie $\pm U_{REF}$. Nastawę amplitudy sygnału generowanego na wyjściu analogowym przetwornika CA2 uzyskuje się przez zmianę kodu na jego wejściu cyfrowym [8].

W drugim rozwiązaniu, przedstawionym na rys. 1b, schodkowy przebieg aproksymujący funkcję sinus generuje jedynie przetwornik CA2, a nastawę amplitudy tego przebiegu uzyskuje się przez zmianę napięcia referencyjnego tego przetwornika. W celu nastawy amplitudy w szerokim zakresie, również w tym rozwiązaniu przetwornik CA2 powinien być przetwornikiem mnożącym. Za regulację wartości napięcia referencyjnego doprowadzanego do przetwornika CA2 odpowiada przetwornik CA1, który, jak w pierwszym rozwiązaniu, pracuje ze źródłem napięcia referencyjnego o stałej wartości U_{REF} , jednak poprzez zmianę kodu na swoich wejściach cyfrowych umożliwia zmianę napięcia stałego

U_{REFR} uzyskiwanego na wyjściu analogowym, a zatem nastawę napięcia referencyjnego dla przetwornika CA2. Połączenie źródła napięcia referencyjnego z przetwornikiem CA1 tworzy w tym przypadku programowalne referencyjne źródło napięcia stałego PREF.



Rys. 1. Schematy blokowe dwóch koncepcji budowy cyfrowego generatora napięcia sinusoidalnego

Zaletą takiego rozwiązania jest to, że z punktu widzenia przetwornika CA1 znaczenie mają głównie jego parametry statyczne, natomiast parametry dynamiczne mają znaczenie drugorzędne. Jest to bardzo istotne, ponieważ chcąc uzyskać dużą rozdzielczość nastawy amplitudy konieczne jest zastosowanie przetwornika cyfrowo-analogowego o co najmniej 20-bitowej rozdzielczości. W grupie takich przetworników można znaleźć układy o bardzo dobrych parametrach statycznych, ale niekoniecznie dobrych parametrach dynamicznych, co ma znaczenie przy konieczności generacji sygnałów sinusoidalnych o częstotliwościach powyżej kilku kHz, syntetyzowanych z małej liczby próbek przypadających na okres generowanego sygnału.

Budowa źródła

Jednym z elementów decydujących o właściwościach metrologicznych cyfrowego generatora napięcia sinusoidalnego zbudowanego według koncepcji przedstawionej na rys. 1b jest programowalne referencyjne źródło napięcia stałego. Przedstawione w artykule

programowalne źródło, którego schemat blokowy zaprezentowano na rys. 2, składa się z dwóch kluczowych bloków, wpływających na jego parametry.

Pierwszym z nich jest wysokostabilne źródło napięcia referencyjnego, zrealizowane w oparciu o układ LTZ1000A firmy Linear Technology, które wytwarza napięcie stałe o wartości ok. 7,2 V. W celu uzyskania możliwości regulacji napięcia na wyjściu programowanego źródła w zakresie 0÷10 V, napięcie to zostało wzmacnione do poziomu ok. 10,4 V i podane jako napięcie referencyjne dla 20-bitowego przetwornik cyfrowo-analogowy AD5791 firmy Analog Devices, stanowiącego drugi blok programowalnego źródła. Wybór wymienionych powyżej elementów dokonano ze względu na bardzo małą zależność ich parametrów od temperatury oraz małe szumy. W przypadku przetwornika C/A dodatkowo wzięto pod uwagę jego mały błąd nieliniowości. Wartości wymienionych parametrów podano w tabeli 1.

Tabela 1. Zestawienie najważniejszych parametrów kluczowych elementów programowalnego źródła napięcia stałego

Źródło napięcia odniesienia LTZ1000A	
Dryft temperaturowy napięcia odniesienia	0,05 $\mu\text{V}/\text{V}/^\circ\text{C}$
Międzyszczytowa wartość napięcia szumów w paśmie 0,1 Hz – 10 Hz, przy $I_z = 5 \text{ mA}$	1,2 $\mu\text{V}_{\text{p-p}}$
Przetwornik cyfrowo-analogowy AD5791	
Maksymalny błąd nieliniowości	1 ppm
Temperaturowy współczynnik nachylenia charakterystyki przetwarzania	$\pm 0,04 \mu\text{V}/\text{V}/^\circ\text{C}$
Temperaturowy współczynnik napięcia przesunięcia zera	$\pm 0,04 \mu\text{V}/\text{V}/^\circ\text{C}$

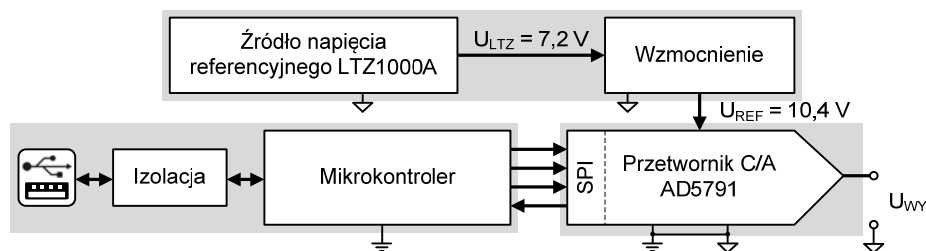
Zmiana kodu na wejściach cyfrowych zastosowanego przetwornika C/A jak również jego konfiguracja realizowana jest z wykorzystaniem interfejsu SPI. Dlatego w celu uproszczenia obsługi źródła podczas badań jego model fizyczny zaopatrzone w blok sterowania oparty na mikrokontrolerze, który poprzez izolowane łącze USB i dedykowaną aplikację, uruchamianą na komputerze PC,

umożliwia łatwą zmianę wartości napięcia wyjściowego programowanego źródła.

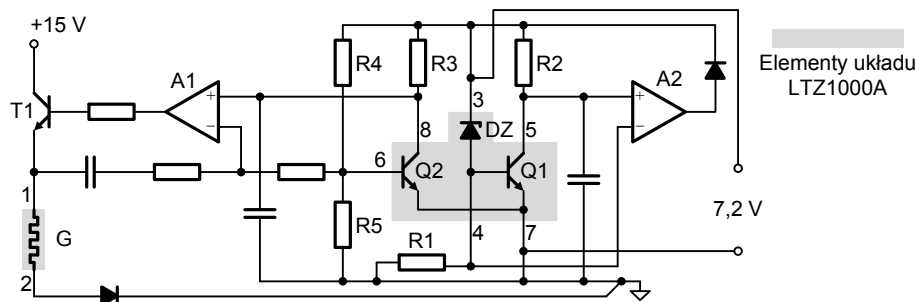
Przy praktycznej realizacji precyzyjnych analogowych obwodów elektrycznych, a do takiej klasy układów można zaliczyć przedstawione programowalne źródło, niezmiernie ważny jest nie tylko odpowiedni dobór kluczowych elementów, lecz również odpowiednie zaprojektowanie płytki drukowanej. Z tego powodu schemat programowanego źródła oraz projekt obwodu drukowanego wykonano na podstawie not katalogowych i aplikacyjnych producentów wymienionych wcześniej kluczowych układów [9, 10].

Na rys. 3 przedstawiono schemat aplikacyjny układu LTZ1000A [9]. Kluczowymi elementami, których parametry wpływają na parametry całego źródła napięcia referencyjnego są rezystory R1, R4 i R5. Rezystor R1 ustala prąd płynący przez diodę Zenera (DZ). Jak można zauważyć w [9], wraz ze wzrostem prądu płynącego przez diodę DZ następuje zmniejszenie poziomu szumu towarzyszącego spadkowi napięcia na tej diodzie. Z drugiej strony, większy prąd zmniejsza jej niezawodność. Według danych katalogowych [9] typowa wartość tego prądu jest na poziomie 5 mA, co wymusza zastosowanie rezystora R1 o wartości 120 Ω .

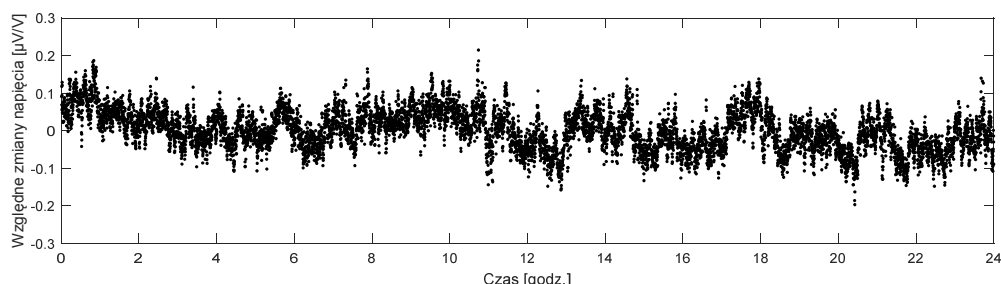
Napięcie referencyjne wytwarzane przez układ LTZ1000A jest sumą napięć odkładanych na diodzie Zenera oraz złącza baza-emiter tranzystora Q1. Takie podejście wynika z faktu, że dioda Zenera charakteryzuje się współczynnikiem temperaturowym zmiany napięcia o wartości 2 mV/ $^\circ\text{C}$. Z kolei złącze baza-emiter tranzystora Q1 ma współczynnik temperaturowy o wartości -2 mV/ $^\circ\text{C}$. Zatem wypadkowy współczynnik temperaturowy napięcia referencyjnego jest bliski zera. Ponieważ wartości obu tych współczynników nie kompensują się w pełni, w celu minimalizacji wpływu zmian temperatury na wytwarzane napięcie referencyjne dokonuje się jej stabilizacji w układzie wykorzystując wewnętrzny rezystor grzejny G.



Rys. 2. Schemat blokowy zbudowanego przez autorów programowalnego referencyjnego źródła napięcia stałego



Rys. 3. Schemat ideowy źródła napięcia referencyjnego opartego na układzie LTZ1000A



Rys. 4. Wykres względnych zmian napięcia U_{WY} ustawionego na wartość 10 V

Do wykrywania zmian temperatury wewnątrz układu wykorzystywany jest tranzystor Q2, którego współczynnik temperaturowy złącza baza-emiter jest taki sam, jak w tranzystorze Q1. Rezystory R4 i R5 pełnią rolę dzielnika napięcia, który ustala wartość napięcia baza-emiter, odpowiadającego pożądanej temperaturze wewnątrz układu LTZ1000A. Przy ustalaniu wartości tych rezystorów należy wziąć pod uwagę, że im nastawiona wartość temperatury jest większa, tym gorsza jest stabilność układu w okresie rocznym. Wyniki badań przedstawione w [11] pokazały, że w przypadku ciągłej pracy układu, dla uzyskania stabilności na poziomie 1 $\mu\text{V/V/rok}$ jego wewnętrzna temperatura nie powinna przekraczać 50°C. W przypadku pracy nieciągłej (4-8 godz. na dobę), podobną stabilność można uzyskać również przy nieznacznie wyższych temperaturach. W prezentowanym układzie wybrano rezystory odpowiednio o wartościach 12,5 k Ω i 1 k Ω , co powoduje ustalenie wewnętrznej temperatury na poziomie ok. 55°C.

Jako trzy wymienione powyżej rezystory zastosowano precyzyjne rezystory foliowe firmy Vishay o tolerancji 0,01% i współczynniku temperaturowym 2 $\mu\text{V/V/}^{\circ}\text{C}$.

Badanie stabilności programowanego źródła

Stabilność długoczasową programowanego źródła napięcia stałego wyznaczono za pomocą multimetru Keysight 3458A, mierząc w okresie jednej doby wartości napięcia U_{LTZ} (uzyskiwanego na wyjściu układu LTZ1000A), U_{REF} (uzyskiwanemu po wzmocnieniu napięcia U_{LTZ}) i trzech różnych nastaw napięcia U_{WY} , tj. 10 V, 5 V i 1 V. Podczas pomiarów zmiany temperatury otoczenia nie przekraczały $\pm 0,6^{\circ}\text{C}$. Wyniki pomiarów danego napięcia U_{ZM} przeliczono następnie na zmiany względne U_{WZ} wg zależności

$$(1) \quad U_{WZ} = \frac{U_{ZM} - U_{SR}}{U_{SR}}$$

gdzie U_{SR} oznacza wartość średnią z wszystkich pomiarów danego napięcia. Na rys. 4 przedstawiono graficznie względne zmiany napięcia wyznaczone na podstawie pomiarów wykonanych dla napięcia U_{WY} równego 10 V. Wartość współczynnika określającego względne zmiany napięcia w czasie jednej doby, przyjętego jako miara stabilności badanego napięcia, obliczono jako różnicę pomiędzy wartością maksymalną i minimalną względnej zmiany danego napięcia. Uzyskane wyniki przedstawiono w tabeli 2.

Tabela 2. Stabilność długoczasowa (24 godz.) napięć w różnych punktach programowanego źródła napięcia

U_{LTZ} [$\mu\text{V/V}$]	U_{REF} [$\mu\text{V/V}$]	U_{WY} [$\mu\text{V/V}$]		
		10 V	5 V	1 V
0,42	0,49	0,41	0,39	0,55

Badanie stabilności generatora cyfrowego wyposażonego w programowane źródło

W celu sprawdzenia prezentowanego w artykule programowanego źródła napięcia stałego w rzeczywistych warunkach pracy, zastosowano je jako źródło napięcia referencyjnego w generatorze zrealizowanym w oparciu o kartę PXI-6733 firmy National Instruments [12]. Jest to 8-kanalowa karta wyposażona w 16-bitowe mnożące przetworniki C/A, w których maksymalna szybkość zmiany sygnałów cyfrowego wynosi 1 MS/s. Karta ta posiada wewnętrzne źródło napięcia referencyjnego o stałej wartości 10 V, jednak możliwe jest również podłączenie źródła zewnętrznego.

Na potrzeby badań, w środowisku LabWindows/CVI napisano program sterujący kartą PXI-6733 w taki sposób, aby możliwe było generowanie w układzie wielokanałowym sygnałów sinusoidalnych o zadanej częstotliwości, amplitudzie i fazie. Oprogramowanie umożliwia także wybór napięcia referencyjnego, które może pochodzić z wewnętrznego układu znajdującego się na karcie PXI-6733 lub być dołączone z zewnątrz. W przypadku zewnętrznego źródła zastosowano prezentowane w artykule programowane referencyjne źródło napięcia stałego.

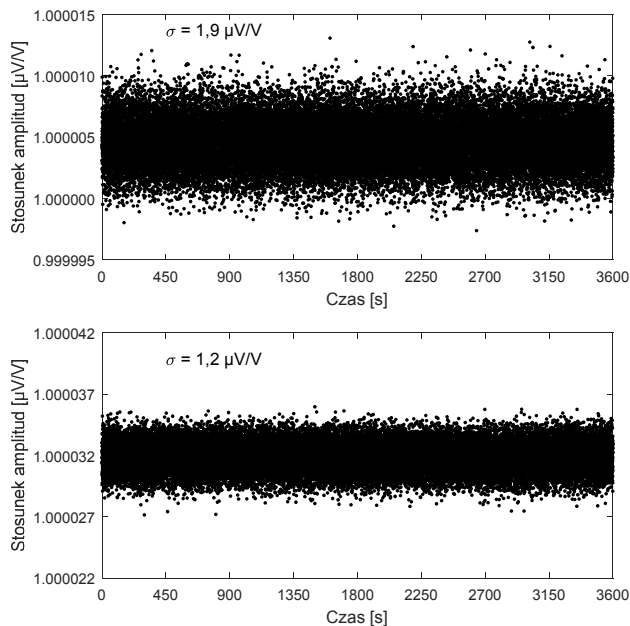
Dla określenia wpływu programowanego źródła na parametry dynamiczne generowanych sygnałów, za pomocą digitizera PXI-5922 firmy National Instruments zebrano z szybkością 200 kS/s 80 tys. próbek sygnału o częstotliwości 1 kHz i amplitudzie 10 V. Podczas generacji sygnałów przez kartę PXI-6733, wartości kodów reprezentujące funkcję sinus przesyłano na wejścia cyfrowe przetworników C/A z szybkością 1 MS/s. Akwizycji próbek dokonano dla dwóch wariantów źródła napięcia referencyjnego, tj. gdy źródłem napięcia referencyjnego dla przetworników C/A było programowane źródło dołączone z zewnątrz, jak również wewnętrzne źródło karty. Na podstawie zebranych próbek wyznaczono widma amplitudowe, a na podstawie uzyskanych widm wyznaczono współczynnik zawartości harmonicznych (THD) oraz zakres dynamiczny bez zniekształceń (SFDR). Uzyskane wyniki przedstawiono w tabeli 3. Jak widać, niezależnie od tego, czy przetwornik C/A pracował z wewnętrznym, czy zaprojektowanym przez autorów programowanym źródłem napięcia referencyjnego, uzyskane wartości współczynników są praktycznie identyczne.

Tabela 3. Parametry dynamiczne generowanych sygnałów

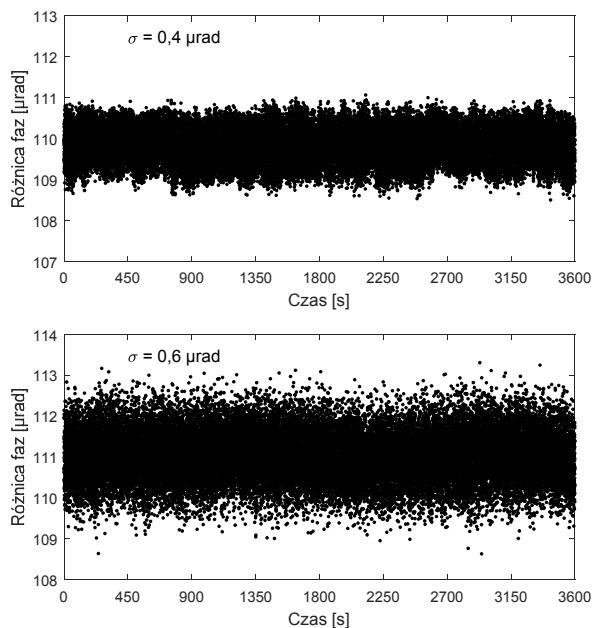
Źródło napięcia referencyjnego	THD [%]	SFDR [dBc]
Wewnętrzne 10 V	0,0029	91,4
Zewnętrzne 10 V	0,0028	91,8

W przypadku generatora, w którym zastosowano opracowane przez autorów programowane źródło napięcia referencyjnego istotnymi zaletami są: zwiększenie rozdzielczości nastawy amplitudy oraz zapewnienie ciągłości generowanego sygnału sinusoidalnego podczas

zmiany nastawy amplitudy. W przypadku wbudowanego źródła napięcia referencyjnego odbywa się to poprzez przeliczenie próbek reprezentujących generowany sygnał, co komplikuje proces generacji i może się wiązać z przerwaniem procesu generacji w trakcie zmiany amplitudy generowanego sygnału.



Rys. 5. Wyniki pomiarów stosunku amplitud sygnałów generowanych z wykorzystaniem wewnętrznego (górny wykres) i zewnętrznego (dolny wykres) źródła napięcia referencyjnego



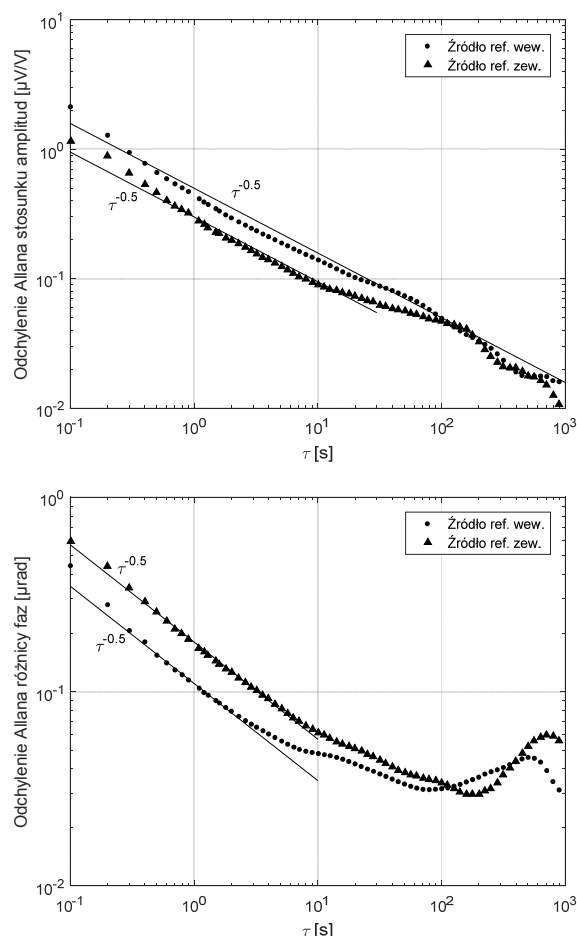
Rys. 6. Wyniki pomiarów różnicy faz sygnałów generowanych z wykorzystaniem wewnętrznego (górny wykres) i zewnętrznego (dolny wykres) źródła napięcia referencyjnego

W dokładnych pomiarach impedancji bardzo często wykorzystuje się komparatory budowane w oparciu o dwufazowe cyfrowe generatory przebiegów sinusoidalnych, których zadaniem jest jak najdokładniejsze odtworzenie stosunku dwóch porównywanych impedancji przez zespolony stosunek napięć [13, 14]. W tego typu układach wymaga się od generatorów wysokiej stabilności stosunku amplitud i różnicy faz generowanych sygnałów zarówno w odniesieniu do upływającego czasu (stabilność czasowa), jak i zmian temperatury (stabilność temperaturowa), gdyż

proces doprowadzenia układu do stanu równowagi w zależności od stopnia jego złożoności oraz automatyzacji może trwać nawet do kilku minut [15].

Do sprawdzenia stabilności czasowej generatora wykonanego na bazie karty PXI-6733 i pracującego jako dwufazowy cyfrowy generator przebiegów sinusoidalnych wykorzystano jego kanały AO0 i AO1. Jak poprzednio, również w tym przypadku pomiary wykonano zarówno z wewnętrznym źródłem napięcia referencyjnego, jak i dołączonym zewnętrznym programowanym źródłem ustawionym na wartość 10 V. Generowane w kanałach AO0 i AO1 sygnały o częstotliwości 1 kHz próbkowano sekwencyjnie z szybkością 200 kS/s digitizerem PXI-4461 w czasie 100 ms. Wykorzystując dyskretne przekształcenia Fouriera, w oparciu o zebrane próbki wyznaczano widma próbkowanych sygnałów, a następnie obliczano stosunek amplitud oraz różnicę faz podstawowych harmonicznych. Uzyskane w czasie 1 godz. wyniki przedstawiono graficznie na rys. 5 i 6. Na rysunkach tych zamieszczono również wartość odchylenia standardowego przyjętego jako miarę stabilności badanych wielkości.

Analizując uzyskane wyniki (rys. 5) można zauważyć, że rozrzut wyników pomiarów stosunku amplitud jest większy w przypadku zastosowania wewnętrznego źródła napięcia referencyjnego niż w przypadku źródła zewnętrznego. Z kolei w przypadku różnicy faz (rys. 6) lepszą stabilność uzyskuje się w przy wykorzystaniu wewnętrznego źródła napięcia referencyjnego. Przyczyna takiego stanu rzeczy nie jest znana i wymaga przeprowadzenia dalszych badań.



Rys. 7. Wykresy odchylenia Allana dla pomiarów stosunku amplitud oraz różnicy faz

W praktyce, aby zmniejszyć rozrzut wyników pomiarów mający charakter szumu stosuje się uśrednianie. W

przypadku szumu białego takie działanie znacząco wpływa na zmniejszenie odchylenia standardowego, a tym samym poprawy przyjętego wskaźnika stabilności. Jednak w przypadku innego rodzaju szumów, jak szum $1/f$, nie uzyskuje się znaczącej poprawy. Dlatego, aby określić charakter szumu występującego w wynikach pomiarów stosunku amplitud i różnicy faz, na ich podstawie wyznaczono wartości odchylenia Allana, których wykresy przedstawiono na rys. 7. W zależności od ich nachylenia, przy skali logarytmicznej na obu osiach, możliwe jest wyodrębnienie różnych rodzajów szumów w poszczególnych regionach czasu uśredniania τ [16]. Dla szumu białego nachylenie wykresu odchylenia Allana wynosi -0,5, a wartość odchylenia Allana jest równa wartości odchylenia standardowego [17]. Stąd na rys. 7 wykreślono linie o tym nachyleniu, aby ułatwić wizualne określenie zakresu czasu uśredniania τ , w którym uzyskane wyniki mają charakter szumu białego.

Z analizy wykresu odchylenia Allana wyznaczonego dla stosunku amplitud wynika, że w przypadku zastosowania wewnętrznego źródła napięcia referencyjnego, w celu uzyskania stabilności pomiaru tego parametru na poziomie np. $0,1 \mu\text{V/V}$, należy przyjąć czas uśredniania wyników pomiarów powyżej 20 s. W przypadku zastosowania zewnętrznego źródła napięcia referencyjnego w postaci przedstawionego w artykule źródła programowanego, czas ten zmniejszy się do ok. 8 s. Jednocześnie zgodnie z tym, co zaobserwowano na podstawie wykresów przedstawionych na rys. 6, w przypadku pomiaru różnicy faz tendencja jest odwrotna. Tutaj uzyskanie stabilności na poziomie np. $0,1 \mu\text{rad}$ przy wewnętrznym źródle napięcia referencyjnego wymaga przeprowadzania uśredniania wyników pomiarów w czasie ok. 1,1 s, a przy zastosowaniu źródła programowalnego czas ten zwiększa się do ok. 3,2 s, co i tak jest stosunkowo krótkim czasem możliwym do zaakceptowania w praktycznych rozwiązaniach.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono programowalne wysokostabilne referencyjne źródło napięcia stałego charakteryzujące się 20-bitową rozdzielczością nastawy, które może być zastosowane do budowy cyfrowych wielofazowych generatorów napięć sinusoidalnych. Przedstawione wyniki badań opracowanego modelu fizycznego źródła pokazują, że jego stabilność dobową nie przekracza $0,55 \mu\text{V/V}$.

W celu zbadania wpływu programowanego referencyjnego źródła napięcia stałego na parametry wielofazowych generatorów, opracowano model generatora dwufazowego bazujący na karcie PXI-6733. Uzyskane wyniki badań pokazują, że w przypadku zastosowania takiego generatora w układach odtwarzających zespolony stosunek napięć, np. w komparatorach impedancji, w których jest on wyznaczany na podstawie pomiaru, czas uśredniania potrzebny do uzyskania stabilności wyników pomiarów stosunku amplitud zespolonego stosunku napięć na poziomie $0,1 \mu\text{V/V}$ może być zmniejszony blisko 2,5-krotnie do wartości ok. 8 s. Taki czas jednocześnie

zapewnia uzyskanie stabilności pomiaru różnicy faz na poziomie $0,1 \mu\text{rad}$.

Autorzy: dr inż. Mirosław Kozioł, dr inż. Janusz Kaczmarek, dr hab. inż. Ryszard Rybski, prof. UZ, Uniwersytet Zielonogórski, Instytut Metrologii, Elektroniki i Informatyki, ul. prof. Z. Szafrana 2, 65-516 Zielona Góra, E-mail: M.Koziol@ime.uz.zgora.pl, J.Kaczmarek@ime.uz.zgora.pl, R.Rybski@ime.uz.zgora.pl.

LITERATURA

- [1] Trinchera B., Callegaro L., D'Elia V., Quadrature Bridge for R-C Comparisons Based on Polyphase Digital Synthesis, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 58 (2009), n. 1, 202-206
- [2] Overney F., Jeanneret B., Realization of an inductance scale traceable to the quantum Hall effect using an automated synchronous sampling system, *Metrologia*, 47 (2010), n. 6, 690-698
- [3] Maślán S., Šíra M., Nováková Zachovalová V., Streit J., Digital Sampling Setup for Measurement of Complex Voltage Ratio, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 66 (2017), n. 6, 1355-1363
- [4] Rybski R., Kaczmarek J., Kozioł M., A PXI-Based Calibration System for Low-Value AC Resistors, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 67 (2018), n. 4, 905-911
- [5] Kozioł M., Kaczmarek J., Rybski R., High-performance two-phase sine wave generator for impedance bridges, *XXI IMEKO World Congress*, 2015, Prague, Czech Republic
- [6] Kozioł M., Kaczmarek J., Rybski R., A two-phase sine wave generator dedicated for impedance comparison systems, *Przegląd Elektrotechniczny*, 93 (2017), n. 8, 151-154
- [7] Kučera J., Kováč J., A Reconfigurable Four Terminal-Pair Digitally Assisted and Full Digital Impedance Ratio Bridge, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 67 (2018), n. 5, 1199-1206
- [8] Kampik M., Comparison of non-quantum methods for calibration of the digital source of very-low-frequency AC voltage, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 62 (2013), n. 6, 1615-1620
- [9] LTZ1000/LTZ1000A Ultra Precision Reference, Linear Technology, nota katalogowa
- [10] Egan M., The 20-Bit DAC Is the Easiest Part of a 1-ppm-Accurate Precision Voltage Source, *Analog Dialog*, 44 (2010), n. 2, 3-6
- [11] Spreadbury P.J., The Ultra-Zener – A portable Replacement for the Western Cell?, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 40 (1991), n. 2, 343-346
- [12] NI PXI-6733 Specifications, 2007, dostępne online <http://www.ni.com/pdf/manuals/371232b.pdf>
- [13] Rybski R., *Komparacja impedancji w układach z cyfrowymi źródłami napięć sinusoidalnych*, Oficyna Wydawnicza UZ, 2007
- [14] Ortolano M., D'Elia V., Callegaro L., A three-arm four terminal-pair digitally-assisted current comparator bridge for the comparison of arbitrary complex impedances, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 66 (2017), n. 6, 1496-1502
- [15] Ortolano M. et al., An international comparison of phase angle standards between the novel impedance bridges of CMI, INRIM, and METAS, *Metrologia*, 55 (2018), n. 4, 499-512
- [16] Witt T. J., Reymann D., Using power spectra and Allan variance to characterise the noise of Zener-diode voltage standards, *IEE Proc. Sci. Meas. Technol.*, 147 (2000), n. 4, 177-182
- [17] Allan D. A., Should the Classical Variance Be Used As a Basic Measure in Standards Metrology?, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 36 (1987), n. 2, 646-654