

Ryszard RYBSKI

UNIWERSYTET ZIELONOGÓRSKI, INSTYTUT METROLOGII ELEKTRYCZNEJ

Wpływ właściwości dynamicznych przetwornika cyfrowo-analogowego na dokładność generowanego cyfrowo przebiegu sinusoidalnego

Dr inż. Ryszard RYBSKI

Absolwent Wydziału Elektrycznego Wyższej Szkoły Inżynierskiej w Zielonej Górze. Stopień doktora nauk technicznych uzyskał na Wydziale Elektrycznym Politechniki Wrocławskiej w roku 1989. Obecnie pracuje jako adiunkt w Instytucie Metrologii Elektrycznej Uniwersytetu Zielonogórskiego. Główny obszar badawczy obejmuje zagadnienia związane z dokładnymi pomiarami wielkości elektrycznych, w szczególności z pomiarami impedancji.

e-mail: r.rybski@ime.uz.zgora.pl



Streszczenie

W oparciu o zaproponowany model matematyczny przebiegu schodkowego przeprowadzono badania symulacyjne wpływu czasu ustalania przetwornika cyfrowo-analogowego na błąd amplitudy i fazy harmonicznej podstawowej sygnału sinusoidalnego generowanego metodą bezpośredniej syntezy cyfrowej.

Słowa kluczowe: przetwornik cyfrowo-analogowy, generacja przebiegu sinusoidalnego

Influence of dynamic properties of a digital to analog converter on the accuracy of the digitally generated sinewave

Abstract

Simulation test based on the proposed mathematical model of stepwise signal was carried out for determination of the influence of the settling time of digital to analog converter on the amplitude and phase error of fundamental harmonic of the sinusoidal signal generated using the method of direct digital synthesis.

Keywords: digital to analog converter, sinewave generation

1. Wprowadzenie

Przebieg sinusoidalny generowany metodą bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości ma najczęściej postać krzywej schodkowej aproksymującej idealny przebieg sinusoidalny. W metodzie tej cyfrowy przebieg sinusoidalny przetwarzany jest na ciągły sygnał sinusoidalny za pomocą przetwornika cyfrowo-analogowego (C/A).

Generowane cyfrowo sygnały sinusoidalne stosowane w technice pomiarowej, powinny dokładnie aproksymować idealny przebieg sinusoidalny, bez konieczności stosowania dodatkowych filtrów wygładzających na wyjściu generatora. Spełnienie tak sformułowanego wymogu powoduje, że przebieg powinien być odtwarzany z odpowiednio dużej liczby próbek (schodków) w okresie, a ponadto – próbki powinny charakteryzować się małym błędem kwantowania. Jednoczesne zwiększanie obydwu wymienionych parametrów, charakteryzujących proces cyfrowej syntezy, zwiększa dokładność aproksymacji, ale równocześnie stwarza konieczność stosowania przetworników C/A o dużej rozdzielczości i bardzo dobrych właściwościach dynamicznych. Podane wymagania, rosące wraz ze wzrostem częstotliwości

generowanych sygnałów, są w praktyce trudne do spełnienia. Stąd też zbadanie wpływu właściwości dynamicznych przetworników C/A na dokładność generowanego cyfrowo przebiegu sinusoidalnego ma istotne znaczenie teoretyczne i praktyczne. Wyniki badań pozwolą ocenić wpływ poszczególnych parametrów przetwornika C/A na wybrane parametry generowanego sygnału, co zwykle trudne jest do przeprowadzenia na drodze eksperymentów doświadczalnych. Ponadto, powinny również ułatwić wybór przetwornika C/A w zależności od zakładanych parametrów cyfrowego generatora.

Należy podkreślić, że postawiony problem jest szczególnie istotny w zastosowaniach cyfrowych generatorów napięcia sinusoidalnego w technice pomiarów dokładnych prądu przemiennego. Dokładność odtwarzania amplitudy, wartości skutecznej i fazy przez generowane cyfrowo przebiegi sinusoidalne ma decydujące znaczenie w przypadku stosowania ich np. w kalibratorach napięć, prądów i mocy, czy też w układach pomiarowych przeznaczonych do dokładnych pomiarów wartości skutecznej napięcia, impedancji, fazy, zespolonego stosunku napięć.

2. Dokładność generowanego cyfrowo przebiegu sinusoidalnego

Kryteria oceny dokładności przebiegu schodkowego aproksymującego przebieg sinusoidalny są różne i zależą m.in. od przewidywanego zastosowania przebiegu. Najczęściej miarą dokładności są różnice pomiędzy parametrami opisującymi generowany cyfrowo przebieg sinusoidalny, np. wartością skuteczną lub amplitudą i fazą harmonicznej podstawowej a odpowiadającymi im parametrami idealnego przebiegu sinusoidalnego. Ważnym kryterium oceny jest również zawartość wyższych harmonicznych, której miarą jest współczynnik zniekształceń harmonicznych (THD).

Podane kryteria są ze sobą powiązane, nie mniej jednak ich waga zależy od obszaru zastosowań analizowanych sygnałów. Np. w dokładnych pomiarach impedancji, które są przedmiotem zainteresowania autora, decydujące znaczenie ma dokładność pomiaru i odtwarzania zespolonego stosunku napięć harmonicznych podstawowych generowanych cyfrowo sygnałów sinusoidalnych [1]. W tym przypadku miarą dokładności będzie błąd amplitudy i fazy harmonicznej podstawowej i te właśnie błędy stanowią kryterium oceny dokładności w niniejszej pracy.

Błędy generowanego cyfrowo przebiegu sinusoidalnego można podzielić na dwie grupy. Do pierwszej grupy należy zaliczyć błędy związane z samą metodą generacji, polegającą na odtwarzaniu przebiegu ze skwantowanych próbek. Błędy te, zależne od liczby próbek przypadających na jeden okres generowanego przebiegu sinusoidalnego oraz od błędów kwantowania próbek zdeterminowanego rozdzielczością przetwornika C/A, były przedmiotem wielu badań i publikacji (np. [1, 2, 3]). Do drugiej grupy należy zaliczyć błędy wynikające z właściwości rzeczywistych elementów i układów stosowanych w procesie syntezy. W tej grupie decydujące znaczenie mają błędy spowodowane właściwościami przetworników C/A, charakteryzowanymi przez szereg parametrów statycznych i dynamicznych. Szczególnie właściwości dynamiczne rzeczywistych przetworników C/A mogą powodować duże błędy generowanych cyfrowo przebiegów sinusoidalnych. Największe

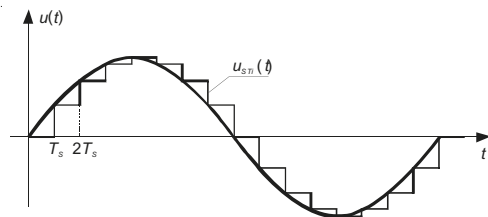
znaczenie mają tu dwa efekty: zakłócające impulsy szpilkowe (ang. *glitch*) oraz charakter odpowiedzi skokowej przetwornika C/A, powodujące, że generowany w rzeczywistości przebieg schodkowy odbiega od idealnego przebiegu schodkowego. Badanie wpływu impulsów szpilkowych na parametry generowanego przebiegu oraz metody jego minimalizacji były przedmiotem szeregu publikacji (np. [3, 4, 5]). W niniejszej pracy natomiast analizowany jest wpływ przebiegu odpowiedzi skokowej przetwornika C/A na błędy generowanego cyfrowo sygnału sinusoidalnego.

Zródłem błędów są również układy cyfrowe stosowane w procesie syntezy, które wprowadzają opóźnienia oraz fluktuacje czasowe (jitter). Ponadto sterujące sygnały cyfrowe mogą przenikać przez pasożytnicze pojemności do części analogowej przetwornika C/A, zniekształcając generowany sygnał.

Oceniając wpływ poszczególnych źródeł błędów określa się wprowadzane przez nie błędy dodatkowe w stosunku do idealnego przebiegu schodkowego. W pracy analizuje się błędy wyznaczone jako różnice odpowiednio amplitudy i fazy harmonicznej podstawowej przebiegu schodkowego zniekształconego działaniem przetwornika C/A i idealnego przebiegu sinusoidalnego.

3. Model matematyczny generowanego cyfrowo przebiegu sinusoidalnego

Do badania wpływu właściwości dynamicznych przetwornika C/A na jakość generowanego cyfrowo sygnału sinusoidalnego wygodnie jest posłużyć się modelem matematycznym opisującym ten sygnał w dziedzinie czasu. Jeden z możliwych sposobów zbudowania takiego modelu wykorzystuje zasadę dynamicznej reprezentacji impulsowej sygnału [6]. Zasada ta polega na aproksymacji dowolnej funkcji sumą elementarnych sygnałów pojawiających się w kolejnych chwilach czasu. Jeżeli czas trwania poszczególnych elementarnych sygnałów dąży do zera, to w granicy otrzymuje się dokładną reprezentację sygnału pierwotnego. Wybór sygnałów elementarnych jest dowolny, jednak w analizowanym przypadku sygnał elementarnym są funkcje schodkowe, o schodkach występujących w jednakowych odstępach czasu T_S (rys. 1). Wysokość każdego schodka jest przy tym równa przyrostowi wartości sygnału na odcinku czasu T_S .



Rys. 1. Aproksymacja przebiegu sinusoidalnego przebiegiem schodkowym
Fig. 1. Approximation of the sinusoidal waveform by the stepwise waveform

Rozważmy sygnał $u(t)$, przy czym założmy, że $u(t) = 0$ dla $t < 0$. Niech $\{T_S, 2T_S, 3T_S, \dots\}$ będzie ciągiem chwil czasowych, natomiast $\{u_1, u_2, u_3, \dots\}$ - odpowiadającym mu ciągiem wartości sygnału. Jeżeli $u_0 = u(0)$ jest wartością początkową sygnału, to bieżąca wartość sygnału dla dowolnego t równa się w przybliżeniu sumie funkcji schodkowych:

$$\begin{aligned} u(t) &\approx u_0 1(t) + (u_1 - u_0) 1(t - T_S) + (u_2 - u_1) 1(t - 2T_S) + \dots = \\ &= u_0 1(t) + \sum_{n=1}^{\infty} (u_n - u_{n-1}) 1(t - nT_S). \end{aligned} \quad (1)$$

W przypadku aproksymacji sygnału sinusoidalnego o okresie T_0 przyjmuje się, że jest on reprezentowany przez N schodków o szerokości $T_S = T_0/N$. Wówczas:

$$u(t) \approx u_0 1(t) + \sum_{n=1}^{N-1} (u_n - u_{n-1}) 1(t - nT_S). \quad (2)$$

Ponieważ poszukiwany jest model przebiegu schodkowego $u_{ST}(t)$, stąd:

$$u_{ST}(t) = u_0 1(t) + \sum_{n=1}^{N-1} (u_n - u_{n-1}) 1(t - nT_S) \quad (3)$$

Parametrem określającym czas trwania stanu przejściowego sygnału wyjściowego przetwornika C/A, przy skokowych zmianach sygnału wejściowego, jest czas ustalania (ang. *settling time*). Czas ustalania zależy od tego, czy sygnałem wyjściowym przetwornika jest prąd, czy napięcie. Przetworniki z wyjściem napięciowym mają w stopniu wyjściowym wzmacniacz operacyjny, który praktycznie decyduje o wartości czasu ustalania. Największym składnikiem czasu ustalania jest zwykle czas wynikający z ograniczonej wartości szybkości zmian napięcia wyjściowego wzmacniacza operacyjnego (ang. *slew rate*). Czas ten jest proporcjonalny do amplitudy zmian napięcia i z tego względu jest określany dla pełnej zmiany napięcia wyjściowego. Drugi składnik czasu ustalania przetwornika zależy od charakterystyk częstotliwościowych wzmacniacza i nie zależy od amplitudy zmian napięcia. W związku z tym, w tej fazie odpowiedzi skokowej przetwornika mogą wystąpić oscylacje. Uwzględniając powyższe, można przyjąć, że przy małej liczbie schodków w okresie, którym odpowiadają duże przyrosty napięcia, decydujący wpływ na kształt przebiegu ma szybkość zmian napięcia wyjściowego. Natomiast przy dużej liczbie schodków w okresie (małe przyrosty napięcia) o kształcie napięcia decyduje czas ustalania wyznaczony dla małych przyrostów napięcia. Może to być np. podawany przez niektórych producentów przetworników C/A czas ustalania odpowiadający zmianom sygnału wejściowego o 1 LSB (ang. *LSB step settling time*) [7]. Kształt poszczególnych schodków jest zbliżony do odpowiedzi skokowej przetwornika II rzędu o silnie tłumionych oscylacjach.

Odpowiedź skokowa przetwornika II rzędu dana jest zależnością:

$$\begin{aligned} h(t) &= \left[1 - e^{-\zeta \omega_N t} \left[\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_N \sqrt{1-\zeta^2} t\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \cos\left(\omega_N \sqrt{1-\zeta^2} t\right) \right] \right] 1(t), \end{aligned} \quad (4)$$

w której:

ζ - stopień tłumienia; $\zeta < 1$,

ω_N - pulsacja drgań swobodnych nietłumionych.

Przyjmując, że n -ty schodek rozpoczyna się po czasie nT_S , odpowiedź skokową opóźnioną o czas nT_S można przedstawić zależnością:

$$\begin{aligned} h_n(t) &= \left[1 - e^{-\zeta \omega_N (t - nT_S)} \left[\frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_N \sqrt{1-\zeta^2} (t - nT_S)\right) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \cos\left(\omega_N \sqrt{1-\zeta^2} (t - nT_S)\right) \right] \right] 1(t - nT_S). \end{aligned} \quad (5)$$

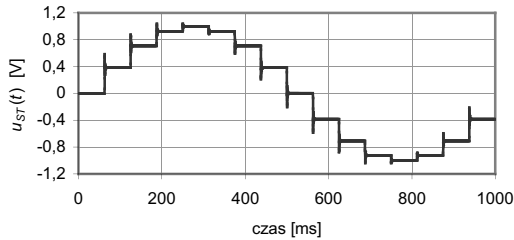
Biorąc pod uwagę (5), model sygnału schodkowego, uwzględniający przyjęty wyżej przebieg odpowiedzi skokowej przetwornika C/A, ma postać:

$$u_{ST}(t) = u_0 1(t) + \sum_{n=1}^{N-1} (u_n - u_{n-1}) h_n(t). \quad (6)$$

4. Badania symulacyjne

Przedstawiony w postaci zależności (6) model matematyczny pozwala badać właściwości zniekształconego sygnału

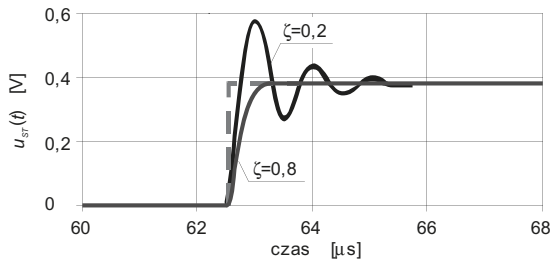
schodkowego w zależności od parametrów opisujących modelowaną odpowiedź skokową przetwornika C/A (stopień tłumienia, częstotliwość drgań swobodnych nietłumionych), parametrów charakteryzujących odtwarzanie przebiegu z próbek (liczba próbek w okresie) oraz parametrów aproksymowanego przebiegu sinusoidalnego (amplituda, faza, częstotliwość). Przykład przebiegu wyznaczonego z zależności (6), aproksymującego przebieg sinusoidalny o amplitudzie $U_m = 1$ V, przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Przebieg schodkowy z dodatkowymi oscylacjami; $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $f_N = 1$ MHz, $\zeta = 0,2$, $N = 16$

Fig. 2. Stepwise waveform with additional oscillations; $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $f_N = 1$ MHz, $\zeta = 0,2$, $N = 16$

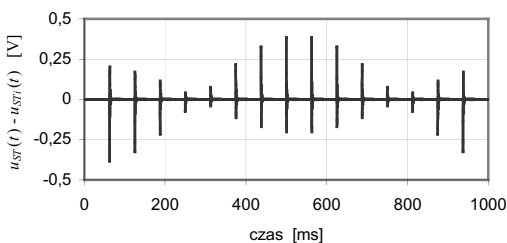
Kształt widocznych na rys. 2 oscylacji można wyraźnie zaobserwować na rys. 3, który przedstawia fragment krzywej schodkowej, wyznaczonej dla dwóch różnych wartości stopnia tłumienia, na tle fragmentu idealnej krzywej schodkowej.



Rys. 3. Fragment przebiegu schodkowego wyznaczonego dla dwóch wartości współczynnika tłumienia (pozostałe parametry jak na rys. 2)

Fig. 3. A part of the stepwise waveform determination for two values of the damping coefficient (remained parameters as shown in Fig. 2)

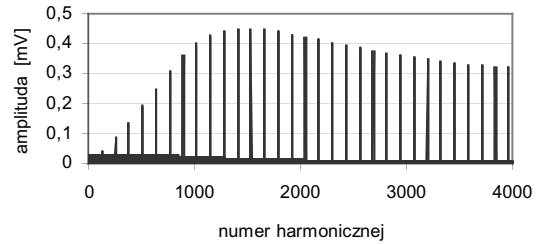
Sygnal błędny, równy różnicy zniekształconego $u_{ST}(t)$ i idealnego $u_{STi}(t)$ przebiegu schodkowego, składa się z ciągu impulsów, których amplituda, kształt i czas trwania zależą od charakteru odpowiedzi skokowej przetwornika C/A oraz parametrów odtwarzanego przebiegu sinusoidalnego (rys. 4).



Rys. 4. Sygnal błędny zniekształconego przebiegu schodkowego; $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $f_N = 1$ MHz, $\zeta = 0,2$, $N = 16$

Fig. 4. Error signal of the distorted stepwise waveform; $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $f_N = 1$ MHz, $\zeta = 0,2$, $N = 16$

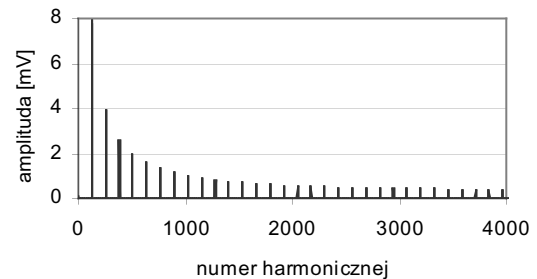
Zniekształcenia reprezentowane przez sygnał błędny wprowadzają do widma idealnego przebiegu schodkowego dodatkowe harmoniczne o stosunkowo dużych i słabo tłumionych amplitudach. Przykład widma sygnału błędny wyznaczonego metodą symulacji komputerowych z zastosowaniem dyskretnego przekształcenia Fouriera (DFT) przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Dodatkowe składowe widma spowodowane zniekształceniem idealnego przebiegu schodkowego; $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $N = 128$, $\zeta = 0,8$, $f_N = 1$ MHz

Fig. 5. Additional spectrum components caused by distortion of the ideal stepwise waveform; $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $N = 128$, $\zeta = 0,8$, $f_N = 1$ MHz

Dla porównania, na rys. 6 przedstawiono widmo idealnego przebiegu schodkowego (z pominięciem harmonicznej podstawowej), w którym występują charakterystyczne prążki boczne o numerach stanowiących $kN \pm 1$ wielokrotność harmonicznej podstawowej, przy czym N oznacza liczbę schodków w okresie, natomiast $k = 1, 2, \dots$

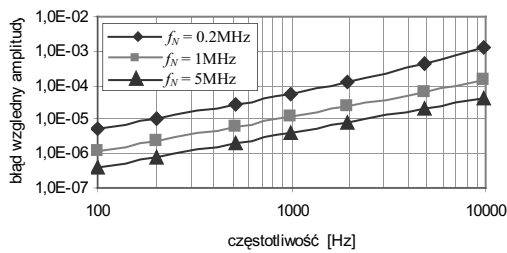


Rys. 6. Widmo idealnego przebiegu schodkowego (bez harmonicznej podstawowej); $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $N = 128$

Fig. 6. Spectrum of the ideal stepwise waveform (without fundamental harmonic); $f_0 = 1$ kHz, $U_m = 1$ V, $N = 128$

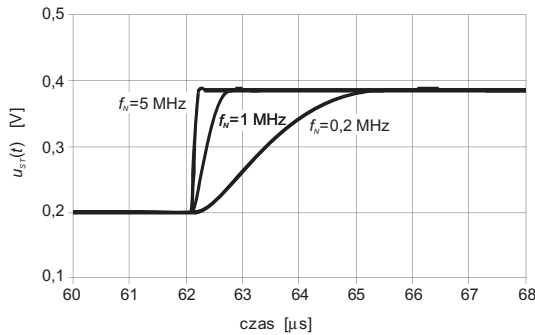
Z porównania obydwu widm wynika, że w zakresie wyższych częstotliwości wartości amplitud harmonicznych spowodowanych zniekształceniami wprowadzonymi przez przetwornik C/A są porównywalne z amplitudami harmonicznych występującymi w widmie idealnego przebiegu schodkowego.

Jak już na wstępie pracy wspomniano, ważne jest określenie wpływu właściwości dynamicznych przetwornika C/A na błąd amplitudy i fazy harmonicznej podstawowej. W związku z tym zbadano m.in. zależność wymienionych błędów od częstotliwości generowanego przebiegu dla ustalonej liczby próbek w okresie. Przykładowe wyniki symulacji przedstawiono na rys. 7. Założony w badaniach przedział częstotliwości (100 Hz - 10 kHz) odpowiada zakresowi, w którym cyfrowe źródła sygnałów sinusoidalnych są aktualnie stosowane w dokładnych pomiarach impedancji [1]. Przyjęte w obliczeniach wartości: stopnia tłumienia $\zeta = 0,8$, i częstotliwości drgań swobodnych nietłumionych $f_N = 1$ MHz odpowiadają w przybliżeniu czasowi ustalania $T_U \approx 1$ μ s. Wartość tę przyjęto na podstawie danych katalogowych przetworników C/A o dużej rozdzielczości i dobrych właściwościach dynamicznych (np. AD669, LTC1591). Zbadano również wpływ wartości f_N , i tym samym pośrednio – czasu ustalania, na błąd amplitudy (rys. 7). W przetworniku oscylacyjnym bowiem, dla ustalonej wartości ζ , czas ustalania jest odwrotnie proporcjonalny do częstotliwości f_N , co można zaobserwować na rys. 8. Z zamieszczonych na rys. 7 wykresów wynika, że wartość błędny amplitudy harmonicznej podstawowej rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości generowanego sygnału oraz wartości czasu ustalania przetwornika C/A.



Rys. 7. Wpływ częstotliwości generowanego sygnału na błąd względny amplitudy harmonicznej podstawowej; $N = 32$, $\zeta = 0.8$

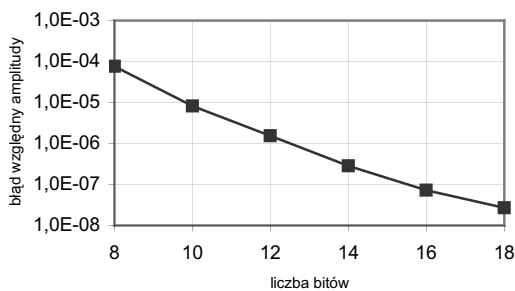
Fig. 7. Influence of the generated signal frequency on the relative amplitude error of the fundamental harmonic; $N = 32$, $\zeta = 0.8$



Rys. 8. Wpływ częstotliwości drgań swobodnych nietłumionych na kształt krzywej schodkowej; $f_0 = 976.56$ Hz, $U_m = 1$ V, $N = 32$, $\zeta = 0.8$

Fig. 8. Influence of the natural frequency on the shape of a stepwise function $f_0 = 976.56$ Hz, $U_m = 1$ V, $N = 32$, $\zeta = 0.8$

Badając błędy amplitudy harmonicznej podstawowej przebiegu schodkowego porównuje się je zazwyczaj z błędami wynikającymi z kwantowania próbek. Błąd ten, podobnie jak błąd związany z samym procesem odtwarzania, należy do nieuniknionych błędów związanych z metodą bezpośredniej cyfrowej syntezy. Ażby przeprowadzić porównanie obydwu błędów przedstawiono na rys. 9 wpływ rozdzielczości przetwornika C/A na błąd względny amplitudy harmonicznej podstawowej.



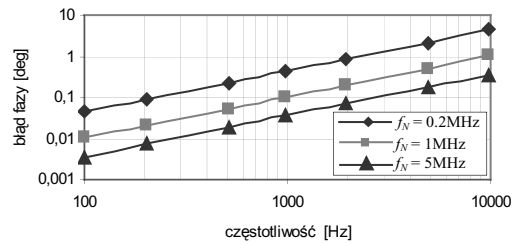
Rys. 9. Wpływ rozdzielczości przetwornika C/A na błąd względny amplitudy harmonicznej podstawowej

Fig. 9. Influence of the DAC resolution on the relative error of the fundamental harmonic

Porównanie wykresów z rys. 7 i 9 wskazuje, że stosując przetwornik C/A o dużej rozdzielczości należy się liczyć z wpływem właściwości dynamicznych przetwornika na amplitudę harmonicznej podstawowej przewyższającym wpływ efektu kwantowania.

Zbadano również wpływ właściwości dynamicznych przetwornika C/A na fazę początkową harmonicznej podstawowej (rys. 10). Analizując przedstawione wykresy błędów fazy należy zwrócić uwagę, że w przypadku kiedy w układzie pomiarowym wykorzystywany jest kąp przesunięcia fazowego pomiędzy harmonicznymi podstawowymi dwóch generowanych w

identyczny sposób przebiegów – rozpatrywane błędy fazowe będą się eliminować.



Rys. 10. Wpływ częstotliwości generowanego sygnału na błąd fazy harmonicznej podstawowej; $N = 32$, $\zeta = 0.8$

Fig. 10. Influence of the generated signal frequency on the phase error of the fundamental harmonic; $N = 32$, $\zeta = 0.8$

Ostatnia uwaga, dotycząca eliminowania się błędów fazy w układzie dwufazowym cyfrowego źródła napięcia, odnosi się również do rozpatrywanych w pracy błędów amplitudy. Sytuacja taka ma miejsce w układach pomiarowych, w których cyfrowe źródła napięcia odtwarzają zespolony stosunek napięć, np. w komparatorach impedancji [1].

5. Podsumowanie

W pracy przeanalizowano wpływ właściwości dynamicznych przetwornika C/A na dokładność generowanego cyfrowo sygnału sinusoidalnego z zastosowaniem zaproponowanego modelu matematycznego przebiegu schodkowego. Wyniki badań wskazują m.in., że rzeczywisty przetwornik C/A działa w rozpatrywanych cyfrowych źródłach sygnałów sinusoidalnych jak filtr dolnoprzepustowy, który tłumi harmoniczne powstające w procesie odtwarzania przebiegu z próbek cyfrowych, ale równocześnie powoduje, że przebieg wyjściowy odbiega od założonego kształtu schodkowego i tym samym sprawia, że jego parametry są w dużym stopniu uzależnione od parametrów opisujących właściwości dynamiczne przetwornika.

W celu otrzymania pełniejszego obrazu pokazującego relacje między właściwościami dynamicznymi przetwornika C/A a jakością generowanego przebiegu przedstawiony zakres badań należy rozszerzyć m.in. o określenie wpływu częstotliwości próbkowania (liczby próbek w okresie) na analizowane w pracy błędy amplitudy i fazy harmonicznej podstawowej.

6. Literatura

- [1] Rybski R.: Cyfrowe źródła napięcia sinusoidalnego w komparatorach impedancji. Monografia nr 100, Wydawnictwo Politechniki Zielonogórskiej, Zielona Góra 2000.
- [2] Kampik M., Skubis T.: Wzorcowe źródło napięcia przemiennego o bardzo małej częstotliwości. Materiały konferencyjne "Systemy pomiarowe w badaniach naukowych i w przemyśle SP'98", Politechnika Zielonogórska, Zielona Góra, 1998, 87-95.
- [3] Kampik M., Gonsz D.: Niepewność wzorcowania kalibratora napięcia przemiennego w pasmie częstotliwości 1 mHz – 100 Hz. Materiały XXXI Międzyuczelnianej Konferencji Metrologów. Białystok, 1999.
- [4] Essenwanger K.A.: Slewer fractional-order-hold: the ideal DAC response for direct digital synthesizers. Proc. IEEE International Frequency Control Symposium, 1998, 379-389.
- [5] Kester W. Evaluating high speed DAC performance. Analog Device, MT-013, January 2006. www.analog.com.
- [6] Baskakow Ś.I.: Sygnały i układy radiotechniczne. PWN, Warszawa 1991.
- [7] Balestrieri E.: Some critical notes on DAC time domain specifications. Instrumentation and Measurement Technology Conference IMTC 2006, Sorrento, Italy 2006, 930-935.