

Krzysztof BOJDOL

## Analiza właściwości przetwornika cyfrowo-analogowego sigma-delta do zastosowania we wzorcowym źródle napięcia przemiennego o bardzo małej częstotliwości

Mgr inż. Krzysztof BOJDOL

### Streszczenie

Artykuł przedstawia koncepcję budowy źródła wzorcowego napięcia przemiennego w oparciu o zasadę modulacji sigma-delta. Wybór tego rodzaju modulacji powoduje zmniejszenie liczby stanów na wyjściu przetwornika C/A, a więc przyspieszenie procedury autokalibracji. Dodatkowo zwiększona zostaje czystość widmowa generowanego sygnału w określonym zakresie częstotliwości. W pracy rozważono wpływ: rzędu modulatora  $\Sigma\Delta$ , długości słów wewnętrznych sygnałów modulatora oraz nieliniowości przetwornika C/A na jakość uzyskiwanego na wyjściu przebiegu. Zbadano metodę cyfrowej korekcji nieliniowości przetw. C/A.

**Słowa kluczowe:** modulacja sigma-delta, wzorcowe źródło napięcia przemiennego nieliniowość przetwornika C/A, cyfrowa korekcja nieliniowości.

### Analysis of Delta-Sigma DAC properties for use in very low frequency AC standard voltage source

#### Abstract

The paper presents the concept of an AC standard voltage source based on  $\Delta\Sigma$  modulation principle. Such kind of modulation causes decrease in number of states at the output of DAC and therefore accelerates the autocalibration procedure. Additionally spectral purity of generated signal is increased in particular frequency range at expense of increased amount of out-of-band quantization noise, which is removed by analog lowpass filter. This work takes into consideration: influence of the order of  $\Delta\Sigma$  modulator, word-length of internal states of the digital modulator and the influence of DAC's integral nonlinearity on the quality of generated sinusoid signal, mainly on its spectrum, and relative error of amplitude of main. A method of digital correction of DAC's nonlinearity has been examined.

**Keywords:** Delta-Sigma modulation, AC standard voltage source, nonlinearity of Digital-to-Analog Converter, digital correction of DAC's nonlinearity.

### 1. Wstęp

W cyfrowych, wzorcowych źródłach napięcia przemiennego wykorzystuje się wielobitowe przetworniki cyfrowo-analogowe (C/A) do generacji przebiegu sinusoidalnego [1]. Przebieg ten ma kształt schodkowy; liczba schodków jest związana z częstotliwością odtwarzania próbek sinusoidy  $f_s$  i zależy od zadanej częstotliwości wyjściowej  $f_{OUT}$  przebiegu poprzez równanie:

$$N = \frac{f_s}{f_{OUT}} \quad (1)$$

Zwiększenie liczby odtwarzanych próbek  $N$  na okres sygnału powoduje zminimalizowanie błędów wynikającego z realizowanej

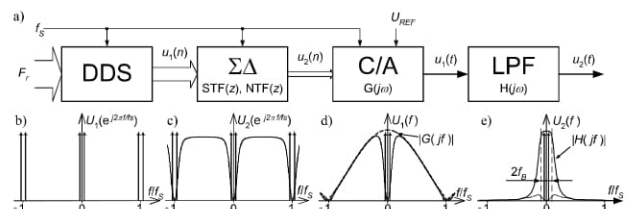
w przetworniku C/A ekstrapolacji rzędu zerowego [1]. Na przykład: aby błąd ten był mniejszy od  $10^{-7}$ , liczba próbek  $N$  na okres musi być większa od 4055.

Wytworzenie przez kalibrator napięcia przemiennego, którego zasadniczą częścią jest wzorcowe źródło napięcia przemiennego, sygnału o wartości zadanej przez użytkownika, jest możliwe dzięki wbudowanemu weń układowi autokalibracji [2]. Układ ten może stanowić transfer ac-dc z wykorzystaniem termicznych przetworników wartości skutecznej, jeżeli częstotliwość wyjściowa źródła jest większa od 10 Hz. Inną metodą autokalibracji jest metoda statyczna, w której mierzy się wartość napięcia dla każdej z próbek (każdego schodka) napięcia wyjściowego. Ze względu na czasochłonność tej metody opracowano [2] tzw. metodę dwupunktową, w której mierzy się jedynie wartość minimalną i maksymalną napięcia wytwarzanego w przetworniku C/A. Za pomocą tej metody nie można określić wpływu nieliniowości zastosowanego przetwornika C/A. W związku tym powstała koncepcja budowy wzorcowego napięcia przemiennego opartego na modulacji sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ), w którym występuje przetwornik C/A o zmniejszonej liczbie poziomów napięcia wyjściowego (od 2 do 32). Dodatkowo zastosowanie modulacji sigma-delta ma na celu zwiększenie czystości widmowej generowanego napięcia sinusoidalnego.

W handlu dostępne są przetworniki C/A zbudowane w oparciu o strukturę częściowo segmentowaną<sup>1)</sup> [3], jak i przetworniki typu sigma-delta [4,5] o rozdzielczości 18-24 bity. Mają one stosunkowo dużą czystość widmową, wyrażoną przez wartość stosunku sygnału do szumu (SNR) w paśmie akustycznym (20 Hz÷20 kHz) wynoszącą powyżej 100 dB [3,4] oraz małe zniekształcenia [5] – na poziomie –110 dB. Przetworniki te nie nadają się jednak do zastosowania we wzorcowym źródle napięcia przemiennego ze względu na dryft wzmocnienia w granicach  $\pm(25...200)$  ppm/K oraz błąd wzmocnienia od 0,2% do 3% [3,4], jak również z powodu występowania składowej stałej rzędu  $\pm 25$  mV na wyjściu [5]. Z tego względu powstaje potrzeba zbudowania przetwornika C/A, który oprócz wysokiej czystości widmowej napięcia wyjściowego, zapewniłby również odpowiednią dokładność i stabilność temperaturową generowanego napięcia.

### 2. Budowa źródła

Schemat blokowy źródła opartego na modulatorze sigma-delta przedstawiono na rys. 1a).



Rys. 1. Schemat blokowy wzorcowego źródła napięcia przemiennego opartego na modulacji sigma-delta (a) oraz widma amplitudowe na wyjściach poszczególnych bloków (b-e); opis oznaczeń w tekście

Fig. 1. Block diagram of AC standard voltage source based on  $\Delta\Sigma$  modulation principle (a) and amplitude spectra at the output of particular block (b-e); symbols used in the figure are described in the text

<sup>1)</sup> W strukturze częściowo segmentowanej (ang. *partially segmented architecture*) określona liczba najmłodszych bitów jest zrealizowana jako układ drabinkowy R-2R, natomiast pozostałe najbardziej znaczące bity stanowią rodzaj przetwornika wagowego, gdzie wszystkie rezystory mają identyczne wartości i są przełączane zgodnie z kodem termometrycznym

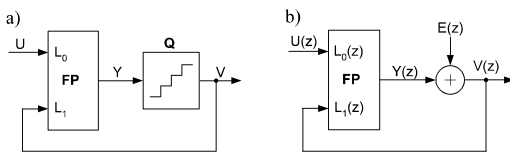
W schemacie z rysunku 1 wyróżnia się następujące elementy:

- Cyfrowy generator próbek sinusoidy (DDS) z częstotliwością generacji  $f_s$ , wykorzystujący cyfrowy bezpośredni syntezer częstotliwości, w którym zastosowano korekcję obciążenia błędu fazy metodą szeregu Taylora [6]. Wybór takiej metody generacji próbek sinusoidy podyktowany został jej stabilnością, większą dokładnością oraz łatwością implementacji, w porównaniu z innymi analizowanymi metodami (algorytm CORDIC, cyfrowy odpowiednik układu drgającego LC [7]).
- Cyfrowy modulator sigma-delta ( $\Sigma\Delta$ ), w którym wskutek filtracji cyfrowej oraz zmniejszenia długości słowa wyjściowego następuje stłumienie (w określonym paśmie częstotliwości) składających się widma pochodzących od błędów kwantyzacji. Rozważania dotyczące modulatora przedstawione są w pkt. 3.
- Przetwornik cyfrowo-analogowy (C/A), pełniący rolę ekstrapolatora rzędu zerowego. Wpływ właściwości przetwornika C/A na sygnał wytwarzany w układzie źródła przedstawiono w pkt. 4.
- Filtr dolnoprzepustowy (FDP), usuwający pozapasmowy szum kwantyzacji powstały w przetworniku  $\Sigma\Delta$ .

### 3. Analiza cyfrowego modulatora $\Sigma\Delta$

Na rys. 2a) przedstawiono ogólną strukturę jednopozomowego (z jednym kwantyzatorem) modulatora  $\Sigma\Delta$ . Składa się on z filtru pętlowego oraz kwantyzatora. Filtr pętlowy zawiera filtry  $L_0(z)$  oraz  $L_1(z)$ , przetwarzające odpowiednio sygnał wejściowy i wyjściowy modulatora. Sygnał wyjściowy filtru jest wyrażony jako kombinacja liniowa sygnałów wejściowych:

$$Y(z) = L_0(z)U(z) + L_1(z)V(z). \quad (2)$$



Rys. 2. Cyfrowy modulator  $\Sigma\Delta$ : a) struktura ogólna, b) model liniowy; FP – filtr pętlowy, Q – kwantyzator, E – błąd kwantyzacji

Fig. 2. Digital  $\Sigma\Delta$  modulator: general structure (a), linear model (b); FP – loop filter, Q – quantizer, E – quantization error

W kwantyzatorze oznaczonym jako Q następuje zmniejszenie rozdzielczości słowa wyjściowego modulatora  $V$  do 1÷5 bitów. Na rys. 2b) przedstawiono, stosowany przy projektowaniu, model liniowy modulatora, w którym kwantyzator zastępuje się addytywnym źródłem szumu kwantyzacji  $e$ :

$$V(z) = Y(z) + E(z). \quad (3)$$

W wyniku tego sygnał wyjściowy modulatora można zapisać jako:

$$V(z) = STF(z)U(z) + NTF(z)E(z), \quad (4)$$

gdzie  $STF(z)$  i  $NTF(z)$  oznaczają odpowiednio funkcję przeniesienia sygnału oraz funkcję przeniesienia (kształtowania) szumu. Przy projektowaniu modulatora zwykle zakłada się, celem uproszczenia struktury,  $STF(z) = 1$ , zaś funkcję przeniesienia szumu dobiera się w ten sposób, aby tłumić szum kwantyzacji w wybranym paśmie częstotliwości (paśmie sygnału  $f_B$ ) kosztem zwiększenia mocy tego szumu w zakresie  $f_B \div f_s$  (szum pozapasmowy). W rozważanym układzie wzorcowego źródła napięcia zastosowanie ma modulacja dolnoprzepustowa, co oznacza że modulator ma zapewnić odpowiednią czystość widmową sygnału w zakresie częstotliwości od 0 do  $f_B$ .

Projekt modulatora sprowadza się wstępnie do określenia funkcji przeniesienia szumu. Dokonuje się tego poprzez określenie: pożądanej wartości stosunku sygnału do szumu (SNR) w paśmie

sygnału, liczby bitów na wyjściu modulatora oraz współczynnika nadpróbkowania  $OSR$ , określającego ile razy częstotliwość taktowania modulatora  $f_s$  jest większa od podwojonej wartości maksymalnej częstotliwości zawartej w widmie sygnału wejściowego  $f_B$  (częstotliwości pasma):

$$OSR = \frac{f_s}{2f_B}. \quad (5)$$

Liczbę bitów na wyjściu modulatora ustalono na 3, co ma związek z planowanym zastosowaniem w układzie 7–poziomowego mnożącego przetwornika C/A pracującego w kodzie termometrycznym, będącego częścią 16-bitowego przetwornika częściowo segmentowego (por. przypis 1) o maksymalnej wartości nieliniowości całkowitej (największej wartości bezwzględnej odchylenia od teoretycznej prostej łączącej wartości minimalną i maksymalną przetwornika) równej  $\pm 0,25$  LSB (LSB – wartość najmniej znaczącego bitu dla przetw. 16-bitowego) oraz błędzie wzmocnienia i współczynnika temperaturowym błędzie wzmocnienia równych odpowiednio  $\pm 16$  LSB i 2 ppm/K.

Pożądaną wartość stosunku sygnału do szumu (SNR) przyjęto jako 100 dB, co odpowiada wartości SNR dla przetwornika 16-bitowego. Z wyznaczonych empirycznie granicznych wartości SNR dla kwantyzatora 3-bitowego [8] wynika, że wymaganie odnośnie założonej wartości SNR spełnione jest dla modulatora rzędu trzeciego przy założeniu współczynnika nadpróbkowania co najmniej 32 lub modulatora rzędu drugiego przy minimalnym współczynnikiem nadpróbkowania równym 128.

Wartość współczynnika nadpróbkowania, a więc częstotliwość odtwarzania przebiegu na wyjściu  $f_s$  wynika z założonej uprzednio wartości SNR oraz rzędu modulatora. Należy zaznaczyć, że wartość  $OSR$  wpływa na błąd odtwarzania przebiegu spowodowany występującą w przetworniku C/A ekstrapolacją rzędu zerowego. Wartość maksymalna tego błędu występuje przy częstotliwości  $f_B$  i wynosi:

$$|\delta_{\max}| = \left(1 - \frac{\sin\left(\frac{\pi}{2OSR}\right)}{\frac{\pi}{2OSR}}\right) 10^6 \text{ (ppm)}. \quad (6)$$

Na podstawie wzoru (6) można wyznaczyć w przybliżeniu wartość współczynnika  $OSR$ , dla której błąd spowodowany ekstrapolacją rzędu zerowego nie przekracza wartości  $|\delta_{\max}|$ :

$$OSR \geq \frac{\pi}{2\sqrt{6}|\delta_{\max}|}. \quad (7)$$

Przyjmując  $|\delta_{\max}| = 10^{-7}$  otrzymuje się wartość  $OSR = 2048$ . Oznacza to, że pożądaną wartość współczynnika SNR zapewnia już modulator rzędu pierwszego, jednakże ze względu na zawartość harmonicznych w jego sygnale wyjściowym zdecydowano się na sprawdzenie możliwości zastosowania modulatora rzędu drugiego oraz trzeciego. W tym celu wyznaczono funkcje kształtowania szumu zakładając [8]:

- Biegony rozłożone w ten sposób, że funkcja jest maksymalnie płaska poza pasmem sygnału (ang. *maximally flat all-pole transfer function*).
- Wszystkie zera funkcji występują przy częstotliwości  $f = 0$ . Zrezygnowano z optymalizacji położenia zer, która dałaby teoretyczną poprawę współczynnika SNR o 3,5 dB, uzyskując w ten sposób mniej złożony układ.
- Wartość maksymalnego wzmocnienia funkcji, występującego przy częstotliwości  $f = \frac{f_s}{2}$ , ustalono na 1,5.
- Założono współczynnik nadpróbkowania równy 2048.

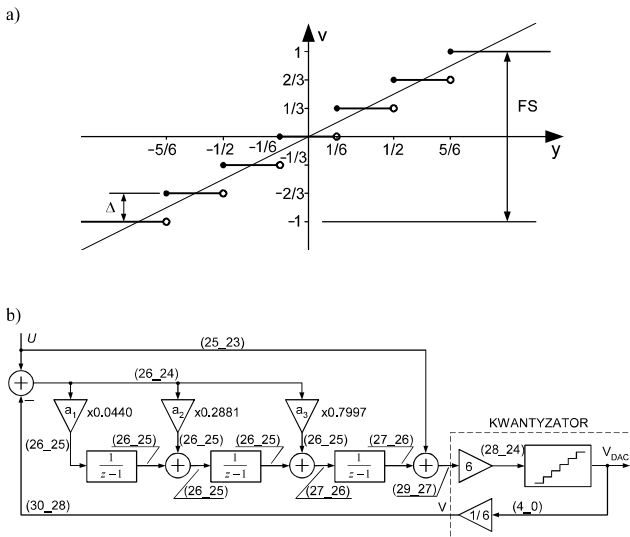
Na podstawie powyższych założeń otrzymano funkcje przeniesienia szumu w postaci:

$$NTF(z) = \frac{(z-1)^2}{z^2 - 1,225z + 0,4415}, \quad (8)$$

$$NTF(z) = \frac{(z-1)^3}{(z-0,6694)(z^2-1,531z+0,6639)}. \quad (9)$$

Dla tak wyznaczonych funkcji przenoszenia szumu należy dokonać symulacji z użyciem modelu nieliniowego (uwzględniającego rzeczywisty kwantyzator), która wykaże jakie jest widmo sygnału wyjściowego oraz dla jakiej maksymalnej wartości sygnału wejściowego układ pozostaje stabilny. Powodem tego jest nieuzasadnione zastąpienie kwantyzatora w modelu liniowym modulatora przez addytywne źródło szumu białego, ze względu na braki w teorii przetworników sigma-delta [9].

Zakładając funkcję przenoszenia sygnału  $STF(z) = 1$  dla badanych modulatorów oraz kwantyzator 7-poziomowy (o charakterystyce jak na rys. 3a), dokonano symulacji układu podając na wejście sygnał sinusoidalny o amplitudzie  $U_m = 0,9$  i częstotliwości dobranej w ten sposób, aby pokryła się z trzecim prążkiem widma, unikając w ten sposób tzw. wycieku widma. Na rys. 3b) przedstawiono schemat analizowanego modulatora rzędu trzeciego z zaznaczeniem długości słów sygnałów wewnętrznych, np. (25 23) oznacza 25-bitowe słowo, którym część ułamkowa stanowi 23 bity.



Rys. 3. Charakterystyka 7-poziomowego kwantyzatora (a) oraz schemat analizowanego modulatora 3-go rzędu (b)

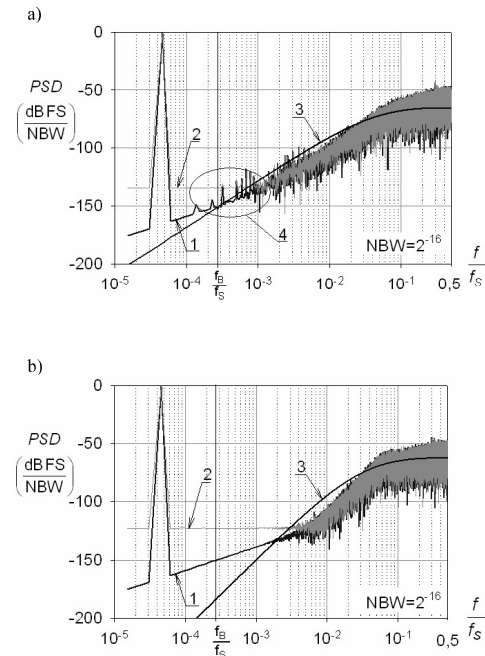
Fig. 3. Transfer curve of a symmetric 7-levels mid-tread quantizer and schematic diagram of 3<sup>rd</sup> order modulator (b)

Na rys. 4 przedstawiono (w skali logarytmicznej) widma gęstości mocy PSD (ang. *Power Spectral Density*) sygnałów wyjściowych modulatorów, porównane z widmem szumu kwantyzacji wynikającym z modelu liniowego. Na osi odciętych częstotliwość  $f$  unormowano względem częstotliwości próbkowania (odtwarzania)  $f_s$ . Na osi rzędnych jednostkę gęstości wyrażono jako  $\frac{dBFS}{NBW}$ , co oznacza że każdy prążek widma wyrażony jest w skali decybelowej, w odniesieniu do pełnego zakresu zmian wartości na wyjściu kwantyzatora ( $FS$  – ang. *Full Scale*) w paśmie częstotliwości równym  $NBW$  [8].  $NBW$  oznacza pasmo szumu (ang. *Noise Bandwidth*) i ma na celu zaznaczenie, że obliczone widmo na podstawie FFT reprezentuje gęstość widmową mocy w paśmie  $NBW$ ; dla zastosowanego prostokątnego okna obserwacji wartość  $NBW$  wynosi  $1/N$ , gdzie  $N$  – liczba próbek.

Widmo szumu kwantyzacji przedstawione na wykresie 3) z rys. 4 oblicza się mnożąc podwojoną<sup>2)</sup> moc szumu o rozkładzie równomiernym, pojawiającego się przy kwantyzacji sygnału z krokiem  $\Delta$  równą  $\Delta^2/12$ , odniesioną do mocy sinusoidy o warto-

ści międzyszczytowej  $FS$  (równej  $FS^2/8$ ) przez kwadrat modułu funkcji przenoszenia szumu oraz wartość pasma szumu  $NBW$ :

$$PSD = 2 \frac{\Delta^2}{FS^2} \left| NTF(e^{j2\pi f/f_s}) \right|^2 NBW. \quad (10)$$



Rys. 4. Widma gęstości mocy sygnału wyjściowego w modulatorze rzędu drugiego (a) oraz trzeciego (b): 1) sygnały wewnętrzne modulatora reprezentowane liczbami zmiennoprzecinkowymi podwójnej precyzji (double), 2) sygnały wewnętrzne modulatora reprezentowane liczbami stałoprzecinkowymi (por. rys. 3b), 3) widmo szumu kwantyzacji wynikające z modelu liniowego, 4) harmoniczne występujące w sygnale wyjściowym modulatora rzędu drugiego

Fig. 4. Simulated power spectral density (PSD) of output signal in the second (a) and third (b) order  $\Sigma\Delta$  modulator (a): 1) internal signals of modulator represented by numbers of double precision, 2) internal signals represented by numbers of signed fixed precision (see fig. 3b), 3) PSD of shaped quantization noise; 4) harmonics at the output of the 2<sup>nd</sup> order modulator

Na podstawie rys. 4a) można zauważyć, że w widmie sygnału wyjściowego modulatora rzędu drugiego, oprócz sygnału wyjściowego oraz szumu kwantyzacji, pojawiają się także harmoniczne o częstotliwościach równych nieparzystym wielokrotnościom częstotliwości sygnału wejściowego. Przedstawienie na wykresie 2) widma sygnału z modulatora, w którym założono sygnały wewnętrzne reprezentowane liczbami stałoprzecinkowymi oraz widma na wykresie 1), gdzie sygnały są reprezentowane przez liczby podwójnej precyzji, ma na celu sprawdzenie działania układu po zaimplementowaniu go w strukturze docelowego układu FPGA.

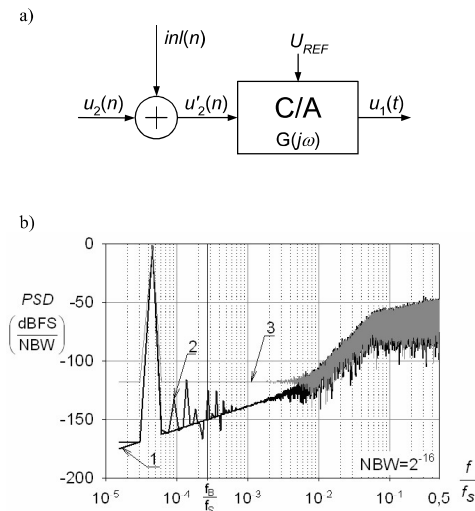
Ze względu na generację dodatkowych składowych w widmie, zależnych od częstotliwości sygnału wejściowego, wartość współczynnika SNR może ulec obniżeniu przy zmniejszeniu częstotliwości sygnału wejściowego modulatora. Dlatego w dalszych rozważaniach skupiono się na modulatorze rzędu trzeciego. Uzyskane dla tego modulatora wartości współczynnika SNR, w paśmie częstotliwości  $0..f_B$ , na podstawie widm 1) i 2) wynoszą odpowiednio 150 dB i 125 dB.

#### 4. Wpływ nieliniowości całkowego przetwornika C/A na sygnał wyjściowy źródła

Jednym z podstawowych zjawisk wpływających na dokładność odtworzenia przebiegu z wejścia modulatora  $\Sigma\Delta$  oraz na widmo sygnału wyjściowego źródła jest nieliniowość przetwornika C/A.

<sup>2)</sup> Czynniki 2 we wzorze (10) wynika z tego, że widmo obliczane jest tylko dla dodatnich częstotliwości (widmo jednostronne)

Dokonując założenia odnośnie nieliniowości jak w pkt. 3, sprawdzono jej wpływ na dokładność odtworzenia składowej podstawowej oraz na kształt widma sygnału wyjściowego przetwornika C/A sterowanego z opisanego w pkt. 3 modulatora rzędu trzeciego o 7 poziomowym kwantyzatorze. Modelując nieliniowość całkową przetwornika C/A założono, że każdy poziom wykazuje błąd nieliniowości (odchylenie od rzeczywistej wartości) będący zmienną losową o rozkładzie jednostajnym z zakresu  $\pm 0,25$  LSB. Schemat blokowy przetwornika C/A z uwzględnieniem nieliniowości przedstawiono na rys. 5a).



Rys. 5. Schemat zastępczy przetwornika C/A z uwzględnieniem nieliniowości całkowej (a). Widma gęstości mocy (b): 1) sygnału  $u_2(n)$ ; 2) sygnału  $u_2'(n)$  w przypadku gdy nieliniowość przetwornika C/A powoduje największy, co do wartości bezwzględnej, błąd amplitudy odtwarzanego sygnału sinusoidalnego ( $-9$  ppm); 3) widmo sygnału  $u_2'(n)$  po dokonaniu korekcji cyfrowej nieliniowości

Fig. 5. The model of DAC with its integral nonlinearity taken into consideration (a). Power Spectral Density (b) of: 1) signal  $u_2(n)$  2) signal  $u_2'(n)$  when DAC's integral nonlinearity causes the highest absolute  $\delta_i$  error ( $-9$  ppm); 3) signal  $u_2'(n)$  after digital correction of DAC's nonlinearity

Analizę przeprowadzono dla liczby 3500 powtórzeń, zmieniając za każdym razem charakterystykę nieliniowości i pozostawiając te same wartości wyjściowe modulatora  $\Sigma\Delta$ . W każdej próbie liczone 100 widm sygnału  $u_2'(n)$  (FFT z liczby próbek  $2^{16}$ ) z ciągu wartości sygnału o długości  $100 \cdot 2^{16}$  próbek, celem sprawdzenia stałości amplitudy harmonicznej podstawowej, znajdującej się w 3 prążku widma. Na podstawie wyników obliczono błąd względny amplitudy  $\delta_{Ak}$  odtwarzanego przebiegu sinusoidalnego, będący średnią arytmetyczną ze 100 wartości:

$$\delta_{Ak} = \left( \frac{U_{mk}}{U_m} - 1 \right) 10^6 \text{ (ppm)}, \quad (16)$$

$$\delta_A = \frac{1}{100} \sum_{k=1}^{100} \delta_{Ak}. \quad (17)$$

Odchylenie standardowe pojedynczej wartości błędu, liczonej jako średnia ze 100 wartości nie przekracza  $7 \cdot 10^{-3}$  ppm. Otrzymany rozkład błędu ma kształt zbliżony do rozkładu normalnego o wartości średniej i odchyleniu standardowym równym odpowiednio 0,03 ppm oraz 2,71 ppm. Długość słów sygnałów wewnętrznych modulatora nie wpływa znacząco na otrzymane wyniki.

Nieliniowość przetw. C/A w oczywisty sposób powoduje obniżenie wartości współczynnika SNR w paśmie sygnału. Wartości średnie SNR w przypadku użycia arytmetyki zmienne- i stała przecinkowej są odpowiednio równe 110 dB oraz 108 dB.

W przypadku użycia arytmetyki stałoprzecinkowej maksymalna wartość SNR wynosi 115 dB.

Istnieje metoda cyfrowej korekcji nieliniowości przetwornika C/A [8], w której zmierzona charakterystyka przetwornika jest wpisywana do pamięci. Pamięć tą włącza się do układu modulatora z rys. 3b) zamiast bloku oznaczonego jako „1/6”, w ten sposób że szyna adresowa pamięci jest połączona z sygnałem  $V_{DAC}$ .

Z przeprowadzonych symulacji wynika, że cyfrowa korekcja nieliniowości powoduje minimalizację błędu odtworzenia przebiegu na wyjściu przetwornika C/A do wartości mniejszej od  $\pm 10^{-2}$  ppm.

Opisana metoda korekcji cyfrowej nie pozwala jednak na uzyskanie czystości widmowej jak w przypadku idealnego (bez nieliniowości) przetwornika C/A, co przedstawiono na rys. 5b). Spowodowane nieliniowością harmoniczne w widmie zostają wygładzone w ten sposób, że następuje spłaszczenie widma w zakresie niskich częstotliwości, co wynika z zastosowania korekcji. Możliwe są przypadki, że wartość SNR jest mniejsza niż przed korekcją.

## 5. Podsumowanie

Przedstawione rozważania dotyczące omawianej koncepcji wzorcowego źródła napięcia przemiennego wykazują, że:

- Modulator rzędu drugiego nie nadaje się do wykorzystania w rozważanym układzie źródła ze względu na generację harmonicznych w paśmie sygnału, będących nieparzystymi wielokrotnościami częstotliwości sygnału wejściowego.
- Długość słów (w bitach) reprezentujących stany wewnętrzne modulatora ma wpływ na widmo sygnału wyjściowego modulatora.
- Zastosowana metoda korekcji nieliniowości całkowej powoduje minimalizację błędu odtworzenia sygnału sinusoidalnego na wyjściu źródła. Widmo tego sygnału zostaje wygładzone, w ten sposób że dla częstotliwości wokół zera następuje zwiększenie mocy szumu. Stosując omawianą metodę korekcji nie jest możliwe uzyskanie czystości widmowej jak w przypadku przetwornika C/A idealnie liniowego.

## 6. Literatura

- [1] Kampik M., Skubis T. Wzorcowe źródło napięcia przemiennego o bardzo małej częstotliwości Materiały konferencji „Systemy pomiarowe w badaniach naukowych i w przemyśle SP'98”, s. 87–95, Politechnika Zielonogórska 1998r.
- [2] Kampik M. Metody kalibracji i autokalibracji źródeł wzorcowego napięcia przemiennego o małej częstotliwości Konferencja Podstawowe Problemy Metrologii Prace Komisji Metrologii Oddziału PAN w Katowicach, Seria: Konferencje Nr 8, Ustroń 8–11 maja 2005r.
- [3] Analog Devices AD1865 Complete dual 18-bit  $16 \times$ FS Audio DAC – nota katalogowa.
- [4] Analog Devices AD1852 Stereo, 24-bit, 192 kHz, Multibit  $\Sigma\Delta$  DAC; AD1853 Stereo, 24-bit, 192 kHz, Multibit  $\Sigma\Delta$  DAC; AD1854 Stereo, 96 kHz, Multibit  $\Sigma\Delta$  DAC, – noty katalogowe.
- [5] Texas Components Corporation TX5309 Low Power, High Performance Sigma-Delta Digital to Analog Converter – nota katalogowa.
- [6] Bojdoł K., Kampik M. Cyfrowy oscylator harmoniczny o zmniejszonym wpływie obciążenia słowa akumulatora fazy na dokładność wytwarzanych próbek sinusoidy PAK, nr 7–8/2006, str. 25–28.
- [7] Lu A. K., Roberts G., Johns D. A. A High Quality Oscillator Using Oversampling D/A Conversion Techniques IEEE Trans. On Circuits and systems-II: Analog And Digital Processing, vol. 41, No.7, July 1994.
- [8] Schreier R., Temes G. C. Understanding Delta-Sigma Data Converters IEEE Press 2005, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey.
- [9] Norsworthy S. R., Schreier R., Temes G. C. Delta-Sigma Data Converters Theory, Design and Simulation IEEE Press, New York 1997.