

# Monolityczne układy konwerterów sigma-delta do pomiaru wartości skutecznej napięcia i ich porównanie ze scalonymi konwerterami klasycznymi

Jacek Korytkowski

Przemysłowy Instytut Automatyki i Pomiarów PIAP

**Streszczenie:** W pracy omówiono zasadę działania wspólczesnych monolitycznych układów konwerterów sigma-delta stosowanych do formowania analogowego sygnału pomiarowego o wartości skutecznej napięcia. Dokonano przeglądu właściwości monolitycznych układów konwerterów sigma-delta do pomiaru wartości skutecznej napięcia i porównano z właściwościami monolitycznych klasycznych konwerterów stosowanych do takich pomiarów. Istotnymi zaletami monolitycznych układów konwerterów sigma-delta do pomiaru wartości skutecznej są: duża dokładność formowania analogowego wyjściowego sygnału pomiarowego, bardzo mały pobór mocy na wejściu oraz szerokie pasmo częstotliwościowe mierzonego napięcia wejściowego.

**Słowa kluczowe:** element monolityczny, elektroniczny układ pomiarowy, modulator sigma-delta, pomiar wartości skutecznej napięcia

## 1. Wprowadzenie

Monolityczne konwertery do formowania analogowego sygnału pomiarowego o wartości skutecznej napięcia wejściowego, wykorzystujące modulatory typu sigma-delta nie były jeszcze opisywane w krajowych czasopismach naukowo-technicznych. Konwertery te, produkowane jako monolityczne układy scalone, charakteryzują bardzo dobre parametry techniczne, toteż autor postanowił zapoznać z nimi czytelników PAR.

W ostatnim dwudziestolecu modulatory nazywane sigma-delta lub delta-sigma znalazły liczne zastosowania w scalonych przetwornikach analogowo-cyfrowych różnych znanych zagranicznych firm [1–4]. Kilkakrotnie były one opisywane z przetwornikami analogowo-cyfrowymi oraz przetwornikami cyfrowo-analogowymi [5–9].

W okresie ostatnich kilku lat pojawiły się nowe rozwiązania układowe z modulatorami typu sigma-delta, konwerterów wartości skutecznej (ang. *true RMS-to-DC converters*) stosujące opatentowane układy [10] pomiaru wartości skutecznej napięcia. W konwerterach tych nie są stosowane kwadratory diodowe, przetworniki termiczne ani układy z charakterystykami logarytmicznymi. W nowych konwerterach zastosowano znaną od połowy ubiegłego wieku zasadę działania bardzo dokładnych impulsowych układów mnożąco-dzielących [11], oraz wzmacniacze szerokopasmowe [12].

## 2. Zasada działania monolitycznych układów konwerterów z modulatorem sigma-delta

Konwertery wartości skutecznej, ze względu na wzory opisujące ich charakterystykę, dzieli się na układy opisane funkcją jawną oraz układy opisane funkcją uwikłaną [13]. Układy opisane funkcją jawną wymagają zastosowania trzech funkcyj – kwadratującego, uśredniającego oraz pierwiastkującego, a układy opisane funkcją uwikłaną tylko dwóch funkcyj – mnożąco-dzielącego oraz uśredniającego, dlatego te ostatnie są częściej stosowane.

Na rys. 1 podano schemat blokowy konwertera wartości skutecznej napięcia wejściowego. Pierwszy człon jest bezinercyjnym, bardzo szybkim członem mnożąco-dzielącym o funkcji  $X^2/V$ . Drugi człon jest członem inercyjnym uśredniającym chwilową wartość sygnału wychodzącego z członu mnożąco-dzielącego. Oznaczmy symbolem  $X(t)$  wartość chwilową napięcia wejściowego zmiennego okresowo o czasie okresu  $\tau_o$ , częstotliwości  $f_o$  i pulsacji:

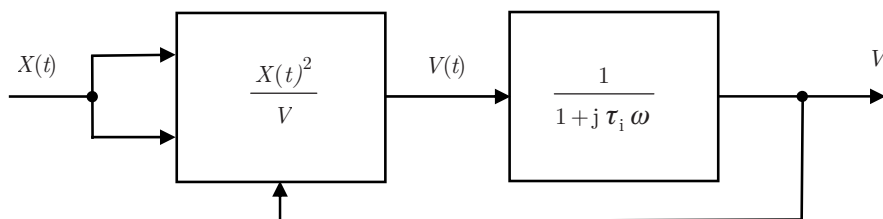
$$\omega = 2\pi f_o = 2\pi/\tau_o \quad (1)$$

Chwilowa wartość sygnału wyjściowego członu mnożąco-dzielącego jest równa:

$$V(t) = \frac{X(t)^2}{V} \quad (2)$$

gdzie  $V$  jest sygnałem wyjściowym układu konwertera. Jest to praktycznie stały w czasie, uśredniony sygnał wychodzący z członu mnożąco-dzielącego opisany wzorem:

$$V = \frac{1}{\tau_o} \int_0^{\tau_o} \frac{X(t)^2}{V} dt = \frac{1}{\tau_o V} \int_0^{\tau_o} X(t)^2 dt \quad (3)$$



Rys. 1. Schemat blokowy konwertera wartości skutecznej

Fig. 1. RMS-to-DC converter block diagram

Mnożąc obustronnie równanie (3) przez  $V$  i pierwiastkując, otrzymamy:

$$V = \sqrt[2]{\frac{1}{\tau_o} \int_0^{\tau_o} X(t)^2 dt} \quad (4)$$

Jak widać, układ konwertera o schemacie podanym na rys. 1 realizuje dokładnie funkcję obliczania wartości skutecznej zmiennego sygnału wejściowego  $X(t)$ .

W stanie ustalonym sygnał wyjściowy konwertera stanowi sygnał analogowy równy wartości skutecznej wejściowego sygnału  $X(t)$ . Dla składowej stałej ( $\omega=0$ ) na wyjściu członu mnożąco-dzielącego człon inercyjny ma tłumienie równe jedności. Dla składowej zmiennej na wyjściu członu mnożąco-dzielącego tłumienie członu inercyjnego jest w przybliżeniu proporcjonalne do stałej czasowej inercji  $\tau_i$ . W praktyce stosuje się człony inercyjne drugiego lub wyższych rzędów filtrujące składową zmienną. W takich przypadkach tłumienie składowej zmiennej jest proporcjonalne do iloczynu wszystkich stałych czasowych inercji układu filtrującego.

Należy zauważyć, że podany na rys. 1 schemat jest wykorzystywany w różnych konwerterach wartości skutecznej – klasycznych z układami kwadratującymi i z układami o charakterystykach logarytmicznych oraz w nowych konwerterach stosujących impulsowe układy mnożąco-dzielące typu sigma-delta.

Układy sigma-delta należą do szerokiej klasy układów mnożąco-dzielących z dwoma identycznymi elementami o sterowanym wzmocnieniu, z których jeden z elementów objęty jest pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego [14, 15]. Schemat blokowy takiego układu podano na rys. 2. Warunkiem otrzymania dokładnego układu mnożąco-dzielącego jest stosowanie dwu elementów o sterowanym wzmocnieniu o jednakowych charakterystykach  $K(W)$  oraz wzmacniacza o bardzo dużym współczynniku wzmocnienia  $K_1$ . Dla dolnej pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego mamy zależność:

$$X - Z K(W) = \frac{W}{K_1} \quad (5)$$

Dla bardzo dużej wartości wzmocnienia  $K_1 \rightarrow \infty$ , to

$$X - Z K(W) = 0, \text{ a stąd } K(W) = \frac{X}{Z} \quad (6)$$

Ponieważ założono jednakowe charakterystyki elementów o sterowanym wzmocnieniu, sygnał wyjściowy wyrażony zostanie wzorem:

$$V_{wy} = K(W) Y = \frac{X Y}{Z} \quad (7)$$

Jest to więc układ mnożąco-dzielący.

Realizacja praktycznie jednakowych układów o sterowanym wzmocnieniu jest najłatwiejsza w technice impulsowej. Układy te stosują przełączniki analogowe zwane bramkami analogowymi lub kluczami elektronicznymi i realizują sterowanie średnim czasem włączenia przełącznika odniesionym do okresu impulsowa-

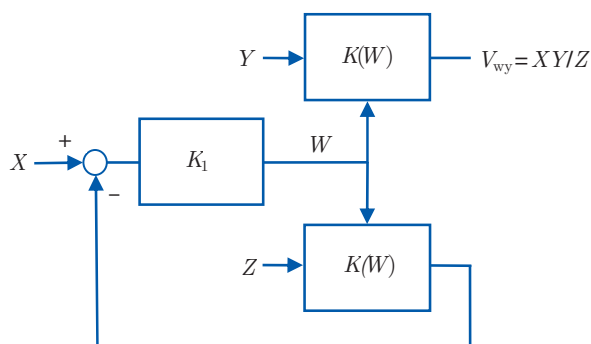
nia. W układach tych stosuje się wielokrotne przełączniki analogowe szeregowo lub równoległe, lub pary przełączników zwierzno-rozwiernych. Jak wynika z rys. 2, do sterowania dwu elementów o sterowanym wzmocnieniu niezbędne są co najmniej dwa przełączniki analogowe realizujące sygnał  $W$ .

Modulatory sigma-delta pracują w technice impulsowej i pozwalają realizować dokładne układy mnożąco-dzielące. Znalazły liczne zastosowania w scalonych przetwornikach analogowo-cyfrowych. Według opisów tych modulatorów, są to układy stosujące przekroczenie szybkości (częstotliwości) próbkowania (ang. *over-sampling*). Modulatory sigma-delta uśredniają wyniki wielu próbkowań, co zapewnia dużą dokładność.

Na rys. 3 [3] podano uproszczony schemat modulatora sigma-delta. Zawiera on wzmacniacz różnicowy  $W_R$  przyjmujący na swoich wejściach napięciowy sygnał wejściowy  $X$  oraz przełączany sygnałem jednobitowym  $\alpha$  (+1 lub -1) sygnał referencyjny  $+Z$  lub  $-Z$ . Sygnał wyjściowy ze wzmacniacza różnicowego  $X - \alpha Z$  jest podawany na integrator  $I$ , którego sygnał wyjściowy  $X_i$  określony jest wzorem:

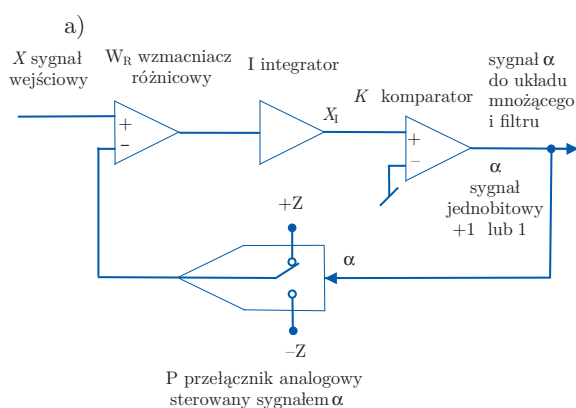
$$X_i = \frac{1}{\tau_1} \int_0^t (X - \alpha Z) dt \quad (8)$$

gdzie  $\tau_1$  – stała całkowania integratora.

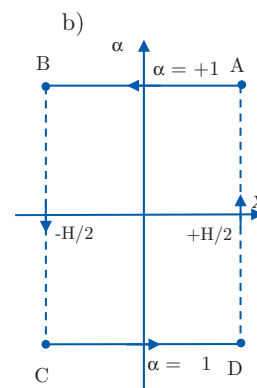


Rys. 2. Schemat blokowy układu mnożąco-dzielącego z dwoma elementami o jednakowym sterowanym wzmocnieniu

Fig. 2. The multiplying-dividing circuit block diagram with two elements having the same controlled amplification



Rys. 3a. Schemat modulatora sigma-delta  
Fig. 3a. The sigma-delta modulator circuit diagram



Rys. 3b. Charakterystyka komparatora  
Fig. 3b. The comparator characteristic

Załóżmy, że charakterystyka komparatora jest taka, jak podano na rys. 3b. Załóżmy również, że sygnał  $Z$  przyjmuje znacznie większe wartości od sygnału  $X$ , oraz że w chwili umownej  $t = 0$  praca komparatora startuje z punktu A. Sygnał jednobitowy wynosi  $a = +1$ , więc sygnał wyjściowy z integratora  $X_1$ , zgodnie ze wzorem (8), startuje od wartości  $H/2$  i jest malejący oraz dąży do punktu B. Sygnały  $X$  oraz  $Z$  są wolnozmiennne, więc można założyć, że są to sygnały stałe w rozpatrywanej skali czasowej. W chwili  $t_1$  następuje osiągnięcie punktu B i następuje zmiana napięcia integratora do wartości  $-H/2$ , a więc pełna zmiana napięcia wyjściowego  $X_1$  integratora wynosi  $-H$ . Podstawiając te wartości do wzoru (8), obliczamy czas trwania  $t_1$  tej części cyklu:

$$t_1 = \tau_1 \frac{H}{Z - X} \quad (9)$$

Po osiągnięciu punktu B następuje natychmiastowy skok charakterystyki komparatora do punktu C, dla tej samej wartości  $X_1 = -H/2$  jaka była w punkcie B, ale sygnał jednobitowy zmienia znak i przyjmuje wartość  $a = -1$ . To powoduje, że sygnał wejściowy wzmacniacza różnicowego zmienia swoją wartość na  $X + Z$ , następuje wzrost napięcia wyjściowego integratora  $X_1$  od początkowej wartości  $X_1 = -H/2$  i w chwili czasowej  $t_1 + t_2$  osiąga w punkcie D wartość  $X_1 = +H/2$ . Pełna zmiana napięcia wyjściowego integratora wynosi  $+H$ . Podstawiając odpowiednie wartości do wzoru (8), obliczamy czas trwania  $t_2$  drugiej części cyklu:

$$t_2 = \tau_1 \frac{H}{Z + X} \quad (10)$$

**Tabela 1.** Wartości parametrów wybranych konwerterów wartości skutecznej napięcia  
**Table 1.** The parametr value of selected types converters for RMS voltage measurement

Typ konwertera Wykonanie monolityczne (modułowe)			Sigma delta monolityczne	Sigma delta monolityczne
Producent			Linear Technology	Linear Technology
Oznaczenie typu [Pozycja bibliograficzna]			LTC1966 <sup>1)2)</sup> [16]	LTC1967 <sup>1)2)</sup> [17]
Błąd współczynnika przetwarzania, w warunkach	mV lub (%)	typ. maks.	(±0,1 %) (±0,3 %) 60 Hz, 200 mV <sub>sk</sub>	(±0,1 %) (±0,3 %) 60 Hz, 200 mV <sub>sk</sub>
Wyjściowe napięcie niezrównoważenia	mV	typ. maks.	0,1 0,2	0,1 0,55
Nieliniowość współczyn. przetwarzania dla napięcia wejścia	%	typ. maks.	0,02 0,15 50...350 mV <sub>sk</sub>	0,02 0,15 50...350 mV <sub>sk</sub>
Błąd na wyjściu od temperatury otoczenia dla napięć zasilania	μV/°C (%/°C)	typ. maks.	4 brak inf. dla +5 V, -5 V	2 10 dla +5 V
Błąd na wyjściu od napięcia zasilania	mV/V (%/V)	typ. maks.	(0,02 %/V) (0,15 %/V)	(0,02 %/V) (0,15 %/V)
Błąd dodatkowy przy współczynniku szczytu (CF V/V) dla napięcia mierzonego na wejściu	%	typ. maks.	brak inf. 2 dla (4 V/V), 200 mV <sub>sk</sub> oraz 60 Hz	0,2 (CF3 V/V) brak inf. 200 mV <sub>sk</sub> oraz 60 Hz
Błąd dodatkowy przy współczynniku szczytu (CF V/V) dla napięcia mierzonego na wejściu	%	typ. maks.	brak inf. 30 (CF5 V/V), 200 mV <sub>sk</sub> oraz 60 Hz	5 (CF5 V/V) brak inf. 200 mV <sub>sk</sub> oraz 60 Hz
Zalecany zakres pomiaru wartości skutecznej napięcia wejścia (maks. moc na wejściu)	mV <sub>sk</sub>	typ.	200 (moc 5 nW)	200 (moc 8 nW)
Międzyszczytowe napięcia wejścia	mV <sub>pp</sub>	maks. min.	1050 brak inf.	1050 brak inf.
Rezystancja wejściowa (ew. różnicowa)		typ.	8 MΩ	5 MΩ
Rezystancja wejściowa dla napięcia wspólnego	MΩ	typ.	100	100
Pole napięcia wyjścia przy zasilaniu V <sup>+</sup> , V <sup>-</sup>	V	typ.	od V <sup>-</sup> do V <sup>+</sup>	od 0 V do V <sup>+</sup>
Pole napięcia wyjścia przy zasilaniu V <sup>+</sup> , V <sup>-</sup>	V	typ.	jak wyżej	jak wyżej
Impedancja wyjściowa	Ω	typ. maks.	85 000 95 000	50 000 65 000
Błąd przy częstotliwości napięcia sygnału wejścia	%	typ.	1 przy 6 kHz	0,1 przy 40 kHz
Błąd przy częstotliwości napięcia sygnału wejścia	% (dB)	typ.	10 przy 20 kHz	(3 dB) przy 4 MHz
Napięcie dodatnie zasilania V <sup>+</sup>	V	maks. min.	5,5 2,7	5,5 4,5
Napięcie ujemne zasilania V <sup>-</sup>	V	maks. min.	0 -5,5	brak brak
Prąd zasilania	mA	maks.	0,17	0,39

<sup>1)</sup> Układ wymaga zewnętrznego kondensatora foliowego wysokiej jakości.

<sup>2)</sup> Układ wymaga dodatkowego wzmacniacza sygnału wyjściowego.

<sup>3)</sup> Producent zaleca stosowanie wzmacniacza buforującego napięcie wyjściowe.

Po osiągnięciu punktu D następuje natychmiastowy skok charakterystyki komparatora do punktu A, dla tej samej wartości  $X_1 = +H/2$ , jaka była w punkcie D oraz następuje przejście do kolejnego cyklu pracy.

Pełny okres cyklu wynosi:

$$t_1 + t_2 = \tau_1 \frac{H Z}{Z^2 - X^2} \quad (11)$$

Względny czas trwania sygnału  $\alpha = +1$  wg (9) i (11) wyniesie:

$$\frac{t_1}{t_1 + t_2} = 1 + \frac{X}{Z} \quad (12)$$

Względny czas trwania sygnału  $\alpha = -1$  wg (10) i (11) wyniesie:

$$\frac{t_2}{t_1 + t_2} = 1 - \frac{X}{Z} \quad (13)$$

Różnica względnego czasu trwania sygnałów  $\alpha = +1$  i  $\alpha = -1$  wyniesie:

$$\theta = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} = \frac{2 X}{Z} \quad (14)$$

Zgodnie ze wzorem (14) układ modulatora sigma-delta jest układem dzielącym. Układ ten, przełączając znak drugiego sygnału  $Y$ , staje się układem mnożąco-dzielącym o charakterystyce:

$$V_{wy} = \theta Y = \frac{2 X Y}{Z} \quad (15)$$

Sigma delta monolityczne	Przetwornik termiczny monolityczne	Układy logarytmiczne monolityczne	Układy logarytmiczne monolityczne	Układy logarytmiczne (modułowe)
Linear Technology	Linear Technology	Analog Devices	Analog Devices	Intronics Power Inc.
LTC1968 <sup>1)2)</sup> [18]	LT1088 <sup>1)2)</sup> [15, 19]	AD637K <sup>3)</sup> [20]	AD737K <sup>2)</sup> [21]	R401 <sup>1)</sup> [22]
(±0,1 %) (±0,3 %) 60 Hz, 200 mV <sub>sk</sub>	(±0,2 %) przy 5 MHz (±2 %) przy 25 MHz dla 250 Ω <sup>5)</sup>	brak inf. ±0,5 mV ±0,2 % wart. mierzonej <sup>4)</sup> 0 do 7 V <sub>sk</sub>	±0,2 mV ±0,2 % wart. mierzonej <sup>4)</sup> ±0,2 mV ±0,3 % wart. mierzonej <sup>4)</sup> 0 do 200 mV <sub>sk</sub>	brak inf. ±5 mV ±0,1 % wart. mierzonej <sup>4)</sup> 0 do 7 V <sub>sk</sub>
0,2 0,75	nie dotyczy nie dotyczy	brak inf. 0,5	brak inf. brak inf.	brak inf. brak inf.
0,02 0,15 50...350 mV <sub>sk</sub>	brak inf. brak inf.	brak inf. 0,02 % zakresu 2 V	0,25 0,35 0...200 mV <sub>sk</sub>	brak inf. brak inf.
2 10 dla +5 V (0,02 %/V) (0,20 %/V)	(0,01 %/°C) brak inf. dla +15 V brak inf. brak inf.	40 56 dla ±15 V 0,1 mV/V 0,3 mV/V	8 30 dla ±5 V 0,05 mV/V 0,15 mV/V	brak inf. ±100 μV ±0,02 % wart. mierzonej <sup>4)</sup> dla ±15 V 7 mV/V brak inf.
0,2(CF3 V/V) brak inf. 200 mV <sub>sk</sub> oraz 60 Hz	1(CF40 V/V) brak inf. dla 250 Ω <sup>5)</sup> przy 20 MHz	1 (CF3 V/V) brak inf. 1 V <sub>sk</sub>	1,4 (CF3 V/V) brak inf. 200 mV <sub>sk</sub>	0,25 (CF1,5 V/V) brak inf. 7 V <sub>sk</sub>
5 (CF5 V/V) brak inf. 200 mV <sub>sk</sub> oraz 60 Hz	2(CF50 V/V) brak inf. dla 50 Ω <sup>5)</sup> przy 100 MHz	10 (CF10 V/V) brak inf. 1 V <sub>sk</sub>	5 (CF5 V/V) brak inf. 200 mV <sub>sk</sub>	1 (CF2 V/V) brak inf. 7 V <sub>sk</sub>
200 (moc 33 nW)	4,25 V <sub>sk</sub> (50 Ω) <sup>5)</sup> 9,5 V <sub>sk</sub> (250 Ω) <sup>5)</sup> (moc 360 mW!)	200 mV <sub>sk</sub> , 1 V <sub>sk</sub> , 2 V <sub>sk</sub> , 4 V <sub>sk</sub> , 7 V <sub>sk</sub> (moc 6 mW)	200, 1 V <sub>sk</sub> , pin1 (moc 125 μW)	7 V <sub>sk</sub> (moc 25 mW)
1050 brak inf.	40 V (250 Ω) <sup>5)</sup> 18 V (50 Ω) <sup>5)</sup>	±15 V <sub>pp</sub> ±6 V <sub>pp</sub>	±11 V <sub>pp</sub> ±1,7 V <sub>pp</sub>	±10 V <sub>pp</sub> brak inf.
1,2 MΩ	50 Ω <sup>5)</sup> lub 250 Ω <sup>5)</sup>	8 kΩ	pin1: 8 kΩ pin2: 10 <sup>12</sup> Ω	2 kΩ
100	nie dotyczy	nie dotyczy	pin2: 10 <sup>12</sup> Ω	nie dotyczy
od 0 V od V <sup>+</sup>	nie dotyczy	od 0 V do 7 V przy ±15 V	od 0 V do -5 V przy ±16,5 V	od 0 V do 10 V przy ±15 V
jak wyżej	nie dotyczy	od 0 V do 4 V przy ±5 V	od 0 V do -1,7 V, +2,8 V, -3,2 V	jak wyżej
12 500 16 000	brak inf. brak inf.	0,5	8000 9600	0,1 brak inf.
1 przy 500 kHz	1 dla 50 Ω <sup>5)</sup> przy 50 MHz	1 przy 66 kHz, 0,2 V	1 przy 33 kHz, 0,2 V	1 przy 25 kHz, 20 V
(3 dB) przy 15 MHz	2 dla 50 Ω <sup>5)</sup> przy 100 MHz	1 przy 200 kHz, 2 V	(3 dB) przy 190 kHz, 0,2 V	1 przy 50 kHz, 2 V
5,5 4,5	15 brak inf.	18 3	16,5 2,8	15,3 14,7
brak brak	brak brak	-18 -3	-16,5 -3,2	-15,3 -14,7
2,7	10	3	0,21	12

<sup>4)</sup> Błąd jest sumą dwu składników: błędu przesunięcia zera podanego w mV oraz błędu charakterystyki podanego w % wartości mierzonego napięcia przeliczonego w mV.

<sup>5)</sup> Wybrana rezystancja wejściowa 50 Ω lub 250 Ω.

Jeżeli  $X = Y$ , to układ mnożąco-dzielący sigma-delta jest pierwszym członem mnożąco-dzielącym konwertera wartości skutecznej (rys. 1). Dla zrealizowania pełnego układu konwertera wartości skutecznej, na wyjściu układu mnożąco-dzielącego dodaje się układ inercyjny w postaci wzmacniaczowego filtra dolnoprzepustowego drugiego lub trzeciego rzędu. Powstaje wtedy konwerter wartości skutecznej z modulatorem sigma-delta. Taką budowę mają współczesne monolityczne konwertery sigma-delta wartości skutecznej napięcia [10].

### 3. Właściwości monolitycznych konwerterów sigma-delta i klasycznych konwerterów

Znane są różne metody pomiaru wartości skutecznej napięcia. Klasycznym sposobem jest zastosowanie przetwornika termicznego, szczególnie w układach pomiarowych napięcia zmiennego o różnych kształtach, o dużej wartości współczynnika szczytu CF (ang. *crest factor*) [14]. Metoda ta bazuje na definicji wartości skutecznej napięcia zmiennego. Wartość skuteczna napięcia zmiennego to takie napięcie stałe, które powoduje wydzielenie się w rezystorze takiej samej mocy średniej, jak napięcie zmienne. W tym celu konieczne jest wykonanie w układzie scalonym przetwornika termicznego dwóch rezystorów o takiej samej wartości rezystancji, z dwoma takimi samymi czujnikami pomiarowymi temperatury tych rezystorów. Mierzone napięcie zmienne podgrzewa jeden rezystor, a napięcie stałe podgrzewa drugi rezystor. Napięcie stałe jest odpowiednio sterowane różnicą mierzonych temperatur przez czujniki temperatury rezystorów. Przy zerowej wartości różnicy temperatur tych dwu rezystorów, wartość napięcia stałego jest sygnałem wyjściowym konwertera wartości skutecznej mierzonego napięcia zmiennego. Wadami przetworników termicznych są bardzo duże prądy wejściowe (100 mA), a także bardzo duże moce wejściowe (360 mW). Wadą jest konieczność stosowania oddzielnych układów: układu rezystorów pomiarowych i układu pomiarowego różnicy temperatur, które nie mogą być umieszczone w jednym układzie scalonym ze względu na silne nagrzewanie własne rezystorów.

Drugą klasyczną metodą pomiaru wartości skutecznej napięcia jest wykorzystywanie charakterystyk logarytmicznych tranzystorów bipolarnych do realizacji układów mnożąco-dzielących, które pozwalają zrealizować algorytm obliczenia wartości skutecznej (rys. 1). Układy te charakteryzują się małymi poborami mocy wejściowej mierzonego sygnału (rzędu kilku  $\mu\text{W}$ ), wadą ich są umiarkowane dokładności (0,5 %) w paśmie pomiarowym do kilkudziesięciu kiloherców.

W tabeli zamieszczono parametry konwerterów wartości skutecznej produkcji kilku znanych firm światowych. Nowe układy konwerterów działające na zasadzie modulacji sigma-delta to monolityczne układy LTC1966, LTC1967, LTC1968 firmy Linear Technology. Przykładem klasycznego konwertera zbudowanego na bazie przetwornika termicznego jest układ monolityczny LT1088 firmy Linear Technology. Konwertery klasyczne stosujące układy z charakterystykami logarytmicznymi to monolityczne układy AD637, AD737 firmy Analog Devices oraz klasyczny układ modułowy R401 (typu „plug+in”, masa 28 g) firmy Intronic Power Incorporation.

Konwertery działające na zasadzie modulacji sigma-delta

w porównaniu do konwerterów klasycznych charakteryzują się znacznie mniejszymi błędami: współczynnika przetwarzania, mniejszymi błędami dodatkowymi od zmian temperatury otoczenia i mniejszymi błędami dodatkowymi od zmian napięcia zasilania. Charakteryzuje je nieznaczny (poniżej 1 W), pobór mocy na wejściu. Zapewniają też znacznie wyższe pasmo pomiarowe częstotliwości napięć wejściowych niż klasyczne konwertery z układami logarytmicznymi.

W tabeli nie podano parametrów konwerterów mało dokładnych, przeznaczonych do pomiarów wartości skutecznej napięć nadajników i odbiorników w paśmie wysokich częstotliwości od 450 MHz do 6 GHz. Parametry takich monolitycznych konwerterów firmy Analog Devices AD8631 [23] oraz ADL5055 [24] znaleźć można w katalogach.

### Podsumowanie

Podano schemat blokowy konwertera wartości skutecznej umożliwiający wyprowadzenie wzoru opisującego funkcję obliczania wartości skutecznej zmiennego napięcia wejściowego (rys. 1).

Przedstawiono też schemat blokowy układu mnożąco-dzielącego z dwoma elementami o jednakowym sterowanym wzmacnieniu (rys. 2). Podano uproszczony schemat modulatora sigma-delta oraz charakterystykę komparatora znajdującego się w modulatorze (rys. 3). Na tej podstawie wyprowadzono wzór (15) opisujący charakterystykę układu mnożąco-dzielącego stanowiącego podstawowy człon konwertera sigma-delta do pomiaru wartości skutecznej.

W punkcie 3 zamieszczono tabelę zawierającą parametry monolitycznych konwerterów sigma-delta i klasycznych konwerterów do pomiaru wartości skutecznej produkcji kilku znanych firm światowych. Z zestawienia parametrów wynika, że monolityczne konwertery sigma-delta charakteryzują się bardzo dobrymi właściwościami w zakresie dokładności przetwarzania, mają bardzo małe pobory mocy na wejściu konwerterów oraz charakteryzują się znacznie wyższym częstotliwościowym pasmem pomiarowym napięć wejściowych w porównaniu do klasycznych konwerterów z układami logarytmicznymi.

### Bibliografia

1. Anderson R.: *Getting the Most out of Delta-Sigma Converters*, Texas Instruments Incorporated, [www.analog-zone.com/acqt0310.pdf].
2. Jarman D.: *A brief Introduction to Sigma Delta Conversion*, Application Note AN9504, Intersil Corporation, Melbourne, May 1995, [www.intersil.com/data/an/an9504.pdf].
3. *Maxim Integrated Products: Demystifying Sigma-Delta ADCs*, Application Note 1870, Jan 31, 2003, [http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN1870.pdf].
4. Park S.: *Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters*, Motorola, APR8/D Rev. 1, [http://numerix-dsp.com/appsnotes/APR8-sigma-delta.pdf].
5. Studziński P.: *Współpraca analogowo-cyfrowych przetworników sigma-delta ze źródłami małych sygnałów napięciowych*, „Pomiary Automatyka Kontrola”, 2/1999, 8–12.
6. Jackiewicz B.: *Przetworniki analogowo-cyfrowe w nowo-*

- czesnych systemach pomiarowych, „Pomiary Automatyka Kontrola”, 6/2001, 5–9.
7. Wawryn K., Suszyński R.: *Wykorzystanie układów FPAA do budowy prototypowych przetworników analogowych-cyfrowych  $\Sigma\Delta$* , „Pomiary Automatyka Kontrola”, 7/2007, 12–14.
  8. Jakubiec J.: *Proces pomiaru w przetworniku A/C typu Sigma-Delta*, „Pomiary Automatyka Kontrola”, 6/2008, 343–346.
  9. Bajdoł K.: *Analiza właściwości przetwornika cyfrowo-analogowego sigma-delta do zastosowania we wzorcowym źródle napięcia przemiennego o bardzo małej częstotliwości*, „Pomiary Automatyka Kontrola”, 9/2007, 30–33.
  10. Petrofsky J., Brisebois G.:  *$\Delta\Sigma$  Breakthrough: LTC1966 True RMS-to-DC Converter Uses No Diodes, Heaters or Logarithms*. “Linear Technology”, Vol. XII, No. 1. March 2002, [[http://cds.linear.com/docs/LT%20Journal/1966\\_Mar02\\_Mag.pdf](http://cds.linear.com/docs/LT%20Journal/1966_Mar02_Mag.pdf)].
  11. Lilamand M.L.: *A Time-Division Multiplier*, “IRE Transaction on Electronic Computers”, Vol. EC-5, Issue 1, March 1956, 26–34, [[www.philbrickarchive.org/time-division\\_multiplier.pdf](http://www.philbrickarchive.org/time-division_multiplier.pdf)].
  12. Williams J.: *Instrumentation Circuitry Using RMS-to-DC Converters. RMS Converters Rectify Average Results*, “Linear Technology”, Application Note 106, February 2007, AN106, Linear Technology Corporation, USA 2007, [<http://cds.linear.com/docs/Application%20Note/an106f.pdf>].
  13. Nawrocki Z.: *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008.
  14. Tietze U., Schenk Ch.: *Układy półprzewodnikowe*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Wydanie czwarte zmienione i rozszerzone, Warszawa 2009.
  15. Korytkowski J.: *Liniowe i nieliniowe układy ze wzmacniaczami monolitycznymi w urządzeniach pomiarowych*, Oficyna Wydawnicza PIAP, Warszawa 2011.
  16. Linear Technology: *LTC1966 Precision Micropower,  $\Delta\Sigma$  RMS-to-DC Converter. LT/TP 1002 1K Rev. A*. Linear Technology Corporation, 2001, [<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1966fas.pdf>].
  17. Linear Technology: *LTC1967 Precision Extended Bandwidth, RMS-to-DC Converter. LT/TP 0504 1K*. Linear Technology Corporation, 2004, [<http://cds.linear.com/docs/DataSheet/1967f.pdf>].
  18. Linear Technology: *LTC1968 Precision Wide Bandwidth, RMS-to-DC Converter. LT/TP 0604 1K*. Linear Technology Corporation, 2004, [<http://cds.linear.com/docs/DataSheet/1968f.pdf>].
  19. Linear Technology: *LT1088 Wideband RMS-DC Converter Building Block*, [<http://pdf.chinaicmart.com/88889/25125.pdf>].
  20. Analog Devices: *High Precision, Wideband RMS-to-DC Converter AD637*, Rev. K. D00788-0-2/11(K), 2011, [[www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD637.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD637.pdf)].
  21. Analog Devices: *Low Cost, Low Power, True RMS-to-DC Converter AD737*, Rev. H. D00828-0-10/08(H), 2008, [[www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD737.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD737.pdf)].
  22. Intronic Power Inc.: *R101/401 General-Purpose Low-Cost True-RMS Computing Sub-Systems*, [[www.intronicspower.com/products/pdf/R101-401.pdf](http://www.intronicspower.com/products/pdf/R101-401.pdf)].
  23. Analog Devices: *LF to 2.5 GHz TruPwr™ Detector AD8361*, Rev. C. C01088-0-8/04(C), 2004, [[www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8361.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8361.pdf)].
  24. Analog Devices: *450 MHz to 6000 MHz TruPwr Detector ADL5505*, Rev. A. D05799-0-1/11(A), 2011, [[www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/ADL5505.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADL5505.pdf)]. ■

### The present monolithic sigma-delta converters for root-mean-square voltage measurement and their comparison to classic monolithic integrated RMS converters

**Abstract:** The monolithic sigma-delta converters are very useful for measurement root-mean-square time-varying voltage circuits. The fig. 1 shows converter block diagram, which got possibility to describe the mathematical function for calculation RMS value of input AC voltage. The fig. 2 shows block diagram of multiplier-divider circuit containing identical two controlled elements having the very same controlled amplification. In the fig. 3 is shown the circuit diagram of sigma-delta modulator and characteristic of comparator, which is a part of the modulator. According to fig. 3 was formulated equation (15) as the characteristic description of multiplier-divider circuits, which is the main element of sigma-delta true RMS converter for input voltage measurement.

The part 3 of this paper describes the parameters review of monolithic RMS converters. The table 1 presents the parameter values of selected group RMS converters, which are delivered by several much known firms. The converters parameters analysis shows, that monolithic sigma-delta converters have very good qualities in the parameter field of accuracy, minimal signal power consumption and wide frequency band of input measurement signals.

**Keywords:** monolithic element, electronic measuring circuit, sigma-delta modulator, root-mean-square voltage measurement

#### dr inż. Jacek Korytkowski, prof. PIAP

Urodzony w Warszawie, w 1956 r. ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Warszawskiej, pracę doktorską obronił w 1972 r., mianowany na stopień docenta w 1978 r., a w 2010 r. na prof. PIAP. Kierownik pracowni w Instytucie Elektrotechniki w latach 1962–70. Kierownik zespołu w PIAP w latach 1970–2007. W latach 1973–1982 starszy wykładowca i docent w Instytucie Sterowania i Elektroniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej. Jest laureatem kilkunastu nagród za wdrożenia przemysłowe, w tym Zespołowej Nagrody Państwowej II stopnia w 1976 r. Posiada w swoim dorobku: 7 wydawnictw książkowych, 57 publikacji, 14 patentów polskich. Jest specjalistą w dziedzinie elektroniki przemysłowej.

e-mail: [jkorytkowski@piap.pl](mailto:jkorytkowski@piap.pl)

