

## Analiza wybranych właściwości symetryzatorów napięcia zrealizowanych w oparciu o wzmacniacze operacyjne

**Streszczenie.** W artykule zaprezentowano analizę działania wybranych układów symetryzatorów napięcia. Przeprowadzona analiza stałoprądowa i małosygnałowa pozwoliła na sformułowanie szeregu wniosków, dotyczących takich zagadnień jak wpływ tolerancji użytych rezystorów na dokładność układu, możliwość korekcji wartości wzmocnień, wpływ parametrów wzmacniacza operacyjnego na charakterystyki częstotliwościowe. Porównano również poszczególne układy pod kątem cech istotnych z punktu widzenia możliwości ich praktycznego zastosowania.

**Abstract.** The paper presents an analysis of operation of a selected single-ended to differential converters based on operational amplifiers. The performed DC and AC analysis provides insight into a variety of issues including effect of resistor tolerances on circuit accuracy, possibility of the parameters adjustment, impact of operational amplifier parameters on frequency response and comparison of circuits with respect to practical design consideration. (**Analysis of selected properties of single-ended to differential converters based on operational amplifiers**).

**Słowa kluczowe:** symetryzator napięcia, wzmacniacz operacyjny, kondycjonowanie sygnałów, przetworniki analogowo-cyfrowe.

**Keywords:** single-ended to differential converter, operational amplifier, signal conditioning, analog-to-digital converters

### Wstęp

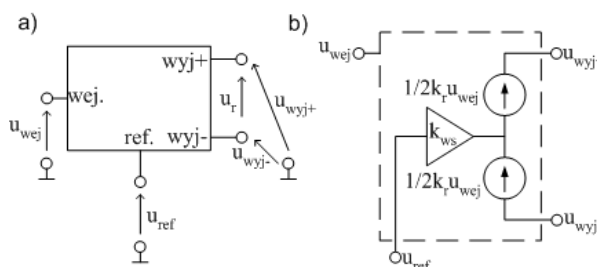
W zagadnieniach związanych z kondycjonowaniem sygnałów analogowych bardzo często spotykamy się z problemem dopasowania poziomów napięcia źródła sygnału, a także jego typu, do wymagań wynikających z zastosowanego przetwornika analogowo-cyfrowego [1], [2]. Należy podkreślić fakt, iż współczesne przetworniki analogowo-cyfrowe o najlepszych parametrach posiadają wejście różnicowe. Mimo, że pozwalają one zwykle na bezpośrednią współpracę ze źródłami generującymi napięcie niesymetryczne, to jednak dopiero sterowanie w pełni różnicowe oferuje szereg korzyści, takich jak efektywne tłumienie sygnału zakłócającego sumacyjnego, redukcja zniekształceń sygnału różnicowego wynikająca z zerowania się parzystych harmonicznych obecnych w poszczególnych torach wyjściowych, uproszczenie algorytmów fabrycznego strojenia [3], [4], [5]. Mając to na uwadze, w niniejszym artykule autorzy dokonali przeglądu i analizy istniejących rozwiązań, umożliwiających dołączenie źródła sygnału niesymetrycznego do wejścia różnicowego przetwornika [1], [2], [6], [7], [8], [9] Założono przy tym, iż układ powinien pracować w zakresie częstotliwości obejmującym sygnały stałoprądowe, w związku z czym pominięto w rozważaniach układy transformatorowe.

Poza zastosowaniami wspomnianymi wcześniej, układy te mogą zostać również wykorzystane jako zadajniki napięcia różnicowego nałożonego na przebieg sygnału wspólnego, co może być przydatne do badania parametrów wzmacniaczy pomiarowych, np. przeznaczonych do współpracy z mostkami tensometrycznymi oraz innymi czujnikami z wyjściem różnicowym. Kolejnym zastosowaniem może być także symulator pacjenta przeznaczony do testowania aparatury elektromedycznej – głównie EKG. Aby symetryzator wykorzystać do tego zadania, należy do wejścia niesymetrycznego dołączyć generator arbitralny generujący sygnał EKG, natomiast do wejścia odniesienia – źródło zakłóceń, np. sieciowych 50/60 Hz (sygnał sumacyjny) [10].

### Opis układu

Na rysunku 1 przedstawiono poglądowy oraz funkcjonalny schemat układu będącego przedmiotem analizy. Wejściowe napięcie niesymetryczne  $u_{wej}$  podawane jest na zacisk „wej” symetryzatora. Zacisk oznaczony jako „ref” umożliwia dołączenie zewnętrznego źródła napięcia, które powoduje odpowiednie przesunięcie sygnału, tak aby napięcia  $u_{wyj+}$  i  $u_{wyj-}$  zmieniały się wokół wartości

wyznaczonej przez  $u_{ref}$ . W wielu przypadkach, współczesne przetworniki A/C posiadają specjalne wyjście o dużej stałości napięcia, które może być dołączone do zacisku „ref”, dzięki czemu zakres zmian napięcia wejściowego przetwornika jest prawidłowo określony.



Rys.1. Schemat poglądowy (a) i funkcjonalny (b) symetryzatora napięcia

Dla omawianego układu przyjmijmy następujące definicje

$$(1) \quad u_r = u_{wyj+} - u_{wyj-}$$

$$(2) \quad u_{ws} = \frac{u_{wyj+} + u_{wyj-}}{2}$$

gdzie:  $u_r$  – wyjściowe napięcie różnicowe,  $u_{ws}$  – wyjściowe napięcie wspólne.

Właściwości analizowanego symetryzatora napięcia można scharakteryzować czterema współczynnikami wzmocnienia. W ogólnym przypadku każdy z nich jest zależny od częstotliwości. W zapisie macierzowym działanie układu można przedstawić jako [11]

$$(3) \quad \begin{bmatrix} u_r \\ u_{ws} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_r & k_{ref-r} \\ k_{wej-ws} & k_{ws} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{wej} \\ u_{ref} \end{bmatrix}$$

Wzmocnienie  $k_r$  jest parametrem projektowym, który najczęściej jest określony stosunkiem odpowiednich rezystancji użytych w układzie, natomiast  $k_{ws}$  w większości przypadków ustalane jest na wartość 1. Wzmocnienie  $k_{ref-r}$  w układzie „idealnym” powinno wynosić zero, jednakże ze względu na szereg czynników (np. tolerancje użytych elementów, nieidealne wartości parametrów wzmacniacza operacyjnego) wartość ta odbiega od zakładanej. W

większości zastosowań parametr ten można uznać za miarę jakości symetryzatora. Przykładowo, w układzie przeznaczonym do testowania wzmacniacza EKG niezerowa wartość tego wzmocnienia prowadzi do pojawienia się na wejściu testowanego wzmacniacza dodatkowej składowej różnicowej, która jest nieodróżnialna od składowej użytecznej i praktycznie uniemożliwia dokładny pomiar wartości CMRR wzmacniacza. Wzmocnienie  $k_{wej-ws}$  symetryzatora również powinno być zerowe, jednak jego niezerowa wartość nie ma aż tak krytycznego znaczenia jak w przypadku parametru  $k_{ref-r}$ . Dla układu idealnego można zatem zapisać

$$(4) \quad u_r = k_r u_{wej}$$

$$(5) \quad u_{ws} = k_{ws} u_{ref}$$

Wyraża to niezależność wyjściowego napięcia różnicowego od napięcia  $u_{ref}$  a także napięcia wspólnego od  $u_{wej}$ . Uwzględniając równanie (1) i (2) można zapisać zależności odpowiadające schematowi funkcjonalnemu, pokazanemu na rysunku 1b.

$$(6) \quad u_{wyj+} = k_{ws} u_{ref} + \frac{1}{2} k_r u_{wej}$$

$$(7) \quad u_{wyj-} = k_{ws} u_{ref} - \frac{1}{2} k_r u_{wej}$$

Wartości poszczególnych wzmocnień, tj.  $k_r$ ,  $k_{ws}$ ,  $k_{ref-r}$ ,  $k_{wej-ws}$  w pełni charakteryzują działanie układu. Na ich podstawie można również wyliczyć szereg parametrów, które pozwalają na uwypuklenie pewnych cech układów, czy też ich łatwiejsze porównanie. Mając to na uwadze, dla analizowanych układów wyliczono względną zmianę wzmocnień  $\delta k_r$ ,  $\delta k_{ws}$  wynikającą z tolerancji użytych rezystorów, a także dwa parametry zdefiniowane następującymi zależnościami

$$(8) \quad OBE = \frac{k_{wej-ws}}{k_r}$$

oraz

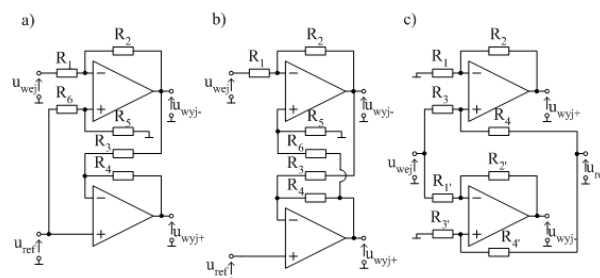
$$(9) \quad CME = \frac{k_{ref-r}}{k_r}$$

Pierwszy z nich, *OBE* (ang. Output Balance Error), dostarcza ważnych informacji o symetrii napięcia wyjściowego [3]. W idealnym przypadku, amplituda napięcia na obydwu wyjściach symetryzatora jest identyczna, a przesunięcie fazy wynosi  $180^\circ$ . Jeżeli warunki te nie są spełnione, na wyjściach pojawia się niepożądany, dodatkowy składnik napięcia wspólnego. Drugi parametr, *CME* (ang. Common Mode Error) w podobny sposób określa jakość napięcia różnicowego na wyjściu, z tą różnicą, iż tym razem błąd wynika z oddziaływania napięcia  $u_{ref}$  na wyjściowe napięcie różnicowe.

Przedmiotem analizy zaprezentowanej w kolejnych punktach artykułu jest określenie wpływu tolerancji użytych rezystorów na wartość poszczególnych wzmocnień, scharakteryzowanie zależności przebiegu charakterystyk częstotliwościowych wzmocnień od parametrów wzmacniacza operacyjnego, ocena możliwości strojenia układu w celu poprawy jego parametrów stało i zmiennoprądowych. W analizie skoncentrowano się na rozwiązaniach opartych na typowych napięciowych wzmacniaczach operacyjnych, pomijając układy wykorzystujące specjalizowane wzmacniacze z wyjściem różnicowym typu „Fully Differential Operational Amplifier” czy też układy z przełączanymi pojemnościami [5], [12], [13], [14].

## Rozwiązania układowe

Na rysunku 2 przedstawiono trzy różne rozwiązania układowe, których analiza stanowi treść niniejszego artykułu.



Rys.2. Analizowane rozwiązania układowe

### Pierwszy układ

Na rysunku 2a zaprezentowano pierwszy z analizowanych symetryzatorów. Zakładając, iż wzmacniacze operacyjne są idealne, poszczególne wzmocnienia wynoszą

(10)

$$k_r = \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_4}{R_3} + 1 \right)$$

$$k_{ws} = \frac{1}{2} \left[ \frac{R_5}{R_5 + R_6} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left( 1 - \frac{R_4}{R_3} \right) + 1 + \frac{R_4}{R_3} \right]$$

$$k_{ref-r} = \left( 1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \left[ 1 - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right]$$

$$k_{wej-ws} = \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_4}{R_3} - 1 \right)$$

Aby funkcja realizowana przez układ odpowiadała tej, danej wzorami (4) i (5) (a także  $k_{ws}=1$ ,  $k_{ref-r}=k_{wej-ws}=0$ ) rezystory powinny spełniać następujące warunki, zapisane w formie ułatwiającej dobór elementów spośród dostępnych w danym szeregu

(11)

$$R_1 = R_5 = \frac{2}{k_r} R, \quad R_2 = R_3 = R_4 = R_6 = R$$

gdzie:  $R$  – przyjęta, nominalna wartość rezystancji,  $k_r$  – projektowana wartość wzmocnienia (przy spełnionym warunku rezystancji równa  $k_r$ ).

Oczywistym jest jednak fakt, iż ze względu na tolerancję użytych rezystorów wartości poszczególnych wzmocnień będą się różnić od zamierzonych. Z tego powodu dla każdego wzmocnienia przeprowadzono analizę najgorszego przypadku, tzn. dokonując takiego wyboru wartości poszczególnych rezystancji z zakresu wyznaczonego przez ich tolerancję, aby uzyskać wartość maksymalną/minimalną danego wzmocnienia. Dla przykładu, oznaczając przez  $\delta$  względną odchyłkę rezystancji, wartość maksymalną  $k_r$  uzyskujemy dla  $R_2=R_4=R(1+\delta)$  oraz  $R_1=R_3=R(1-\delta)$ . Przeprowadzając omawianą analizę uzyskujemy

(12)

$$k_{r-\max} = k_{r'} \cdot \frac{1+\delta}{1-2\delta+\delta^2}, \quad k_{r-\min} = k_{r'} \cdot \frac{1-\delta}{1+2\delta+\delta^2};$$

$$k_{ws-\max} = \frac{1 + \frac{k_{r'}}{2} + \delta(\frac{k_{r'}}{2} - 1) + \delta^2(\frac{3}{2}k_{r'} - 1) + \delta^3(1 - \frac{k_{r'}}{2})}{1 + \frac{k_{r'}}{2} + \delta(\frac{k_{r'}}{2} - 1) - \delta^2(\frac{k_{r'}}{2} + 1) + \delta^3(1 - \frac{k_{r'}}{2})},$$

$$k_{ws-\min} = \frac{1 + \frac{k_{r'}}{2} - \delta(\frac{3}{2}k_{r'} + 1) - \delta^2(1 + \frac{k_{r'}}{2}) + \delta^3(1 - \frac{k_{r'}}{2})}{1 + \frac{k_{r'}}{2} - \delta(\frac{3}{2}k_{r'} + 1) + \delta^2(\frac{3}{2}k_{r'} - 1) + \delta^3(1 - \frac{k_{r'}}{2})};$$

$$k_{ref-r-\max} = \frac{4k_{r'}\delta}{1 + \frac{k_{r'}}{2} + \delta(\frac{k_{r'}}{2} - 1) - \delta^2(1 + \frac{k_{r'}}{2}) + \delta^3(1 - \frac{k_{r'}}{2})},$$

$$k_{ref-r-\min} = \frac{-4k_{r'}\delta}{1 + \frac{k_{r'}}{2} - \delta(\frac{3}{2}k_{r'} + 1) + \delta^2(\frac{3}{2}k_{r'} - 1) + \delta^3(1 - \frac{k_{r'}}{2})};$$

$$k_{wej-ws-\max} = \frac{k_{r'} \cdot \delta(1+\delta)}{2 \cdot 1-2\delta+\delta^2}, \quad k_{wej-ws-\min} = -\frac{k_{r'} \cdot \delta}{2 \cdot 1-\delta};$$

Dla zilustrowania wrażliwości układu, na podstawie przytoczonych równań obliczono względną zmianę wzmocnienia  $k_r$  oraz  $k_{ws}$ , a także wartości współczynników CME i OBE. Wyniki te odnoszą się do przypadku, gdy tolerancja rezystorów wynosi 1% ( $\delta=0,01$ ), natomiast zakładana wartość wzmocnienia  $k_{r'} = 0,1; 1; 10; 100$ .

Tabela 1. Przykładowe wartości parametrów układu 1

$k_{r'}$	$\delta k_r[\%]$	$\delta k_{ws}[\%]$	CME	OBE
0,1	-2,9507... 3,0507	-0,001926... 0,0019223	-0,03852... 0,038447	-0,0050505... 0,0051525
1	-2,9507... 3,0507	-0,013559... 0,013379	-0,027118... 0,026759	-0,0050505... 0,0051525
10	-2,9507... 3,0507	-0,034238... 0,033116	-0,0068477... 0,0066232	-0,0050505... 0,0051525
100	-2,9507... 3,0507	-0,0404... 0,038846	-0,000808... 0,00077693	-0,0050505... 0,0051525

Zaprezentowane w tabeli 1 wyniki obrazują rozrzut wartości poszczególnych wzmocnień oraz współczynników CME i OBE. W przypadku, gdy obliczone zakresy wzmocnień są nie do zaakceptowania, można zastosować rezystory o mniejszej tolerancji, lub też dokonać strojenia układu.

Mając na uwadze omawiany układ, niewątpliwą jego zaletą jest możliwość łatwego strojenia. Sposób postępowania jest następujący. Wzmocnienie  $k_{wej-ws}$  dane równaniem (10), w idealnym przypadku powinno wynosić zero. Łatwo jednak zauważyć, iż dokonując strojenia jednego z rezystorów ( $R_3$  lub  $R_4$ ) można sprowadzić wspomniane wzmocnienie do wartości równej zero (lub bliskiej zera) poprzez obserwację napięcia wyjściowego wspólnego układu przy zmianach napięcia  $u_{wej}$ . W kolejnym kroku, zmieniając wartość rezystancji  $R_2$  lub  $R_1$  można wyregulować wzmocnienie  $k_r$ . Następnie, dokonujemy korekcji wzmocnienia  $k_{ref-r}$  poprzez zmianę wartości rezystancji  $R_5$  lub  $R_6$ . Wzmocnienie  $k_{ws}$  nie wymaga strojenia, gdyż w poprzednich krokach ustalono już wszystkie wartości rezystancji. Jak widać, ceną zaletą układu jest brak interakcji przy strojeniu poszczególnych wzmocnień (przy zachowaniu odpowiedniej kolejności strojenia).

### Drugi układ

Dla układu przedstawionego na rysunku 2b wzmocnienia dane są równaniami

$$k_r = \frac{\frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_4}{R_3} + 1 \right)}{1 + \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6}}$$

$$k_{ws} = \frac{1}{2} \left[ 1 + \frac{\frac{R_4}{R_3} + \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6}}{1 + \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6}} \right]$$

$$k_{ref-r} = \frac{\left( \frac{R_4}{R_3} + 1 \right) \left[ 1 - \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6} \right]}{1 + \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6}}$$

$$k_{wej-ws} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\frac{R_2}{R_1} \left( \frac{R_4}{R_3} - 1 \right)}{1 + \frac{R_4}{R_3} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{R_5}{R_5 + R_6}}$$

(13)

Dla rezystorów przyjmujemy następujące zależności

$$(14) \quad R_1 = R_5 = \frac{1}{k_{r'}} R, \quad R_2 = R_3 = R_4 = R_6 = R$$

Wyznaczone, graniczne wartości wzmocnień wynoszą

(15)

$$k_{r-\max} = k_{r'} \cdot \frac{1+\delta}{1-\delta}, \quad k_{r-\min} = k_{r'} \cdot \frac{1-\delta}{1+\delta};$$

$$k_{ws-\max} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{1+k_{r'}} \frac{1+k_{r'}+(3k_{r'}-1)\delta^2}{1-\delta^2} \right),$$

$$k_{ws-\min} = \frac{1+k_{r'}+(k_{r'}-1)\delta^2}{1-\delta^2+k_{r'}(1+3\delta^2)};$$

$$k_{ref-r-\max} = \frac{k_{r'} \cdot 4\delta}{1+k_{r'} \cdot 1-\delta^2}, \quad k_{ref-r-\min} = -\frac{k_{r'} \cdot 4 \cdot \delta}{1+k_{r'} \cdot 1-\delta^2};$$

$$k_{wej-ws-\max} = \frac{k_{r'} \cdot \delta(1+\delta)}{2 \cdot 1-\delta}, \quad k_{wej-ws-\min} = -\frac{k_{r'} \cdot \delta(1+\delta)}{2 \cdot 1-\delta};$$

Podobnie, jak to miało miejsce w przypadku układu 1, w tabeli 2 zamieszczono przykładowe wartości parametrów symetryzatora dla tolerancji rezystorów 1% ( $\delta=0,01$ ) oraz wartości wzmocnienia  $k_{r'} = 0,1; 1; 10; 100$ .

Tabela 2. Przykładowe wartości parametrów układu 2

$k_{r'}$	$\delta k_r[\%]$	$\delta k_{ws}[\%]$	CME	OBE
0,1	-1,9802... 2,0202	-0,001818... 0,001818	-0,036367... 0,036367	-0,005101... 0,005101
1	-1,9802... 2,0202	-0,009999... 0,010001	-0,020002... 0,020002	-0,005101... 0,005101
10	-1,9802... 2,0202	-0,018177... 0,018184	-0,0036367... 0,0036367	-0,005101... 0,005101
100	-1,9802... 2,0202	-0,019796... 0,019804	-0,00039608... 0,00039608	-0,005101... 0,005101

W przypadku tego układu, nie można dokonać strojenia bez interakcji wszystkich wzmocnień.

### Trzeci układ

Wartości wzmocnień dla układu z rysunku 2c wynoszą odpowiednio

$$\begin{aligned}
 k_r &= \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_2'}{R_1'} \\
 k_{ws} &= \frac{1}{2} \left[ \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + \frac{R_3'}{R_3' + R_4'} \left( 1 + \frac{R_2'}{R_1'} \right) \right] \\
 k_{ref-r} &= \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_3'}{R_3' + R_4'} \left( 1 + \frac{R_2'}{R_1'} \right) \\
 k_{wej-ws} &= \frac{1}{2} \left[ \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - \frac{R_2'}{R_1'} \right]
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

Poszczególne rezystancje należy dobrać zgodnie z zależnością

$$(17) \quad R_1 = R_3 = R_1' = R_3' = \frac{2}{k_r'} R, \quad R_2 = R_4 = R_2' = R_4' = R$$

Zakresy zmian poszczególnych wzmocnień można obliczyć na podstawie równań:

$$\begin{aligned}
 (18) \quad k_{r-max} &= \frac{2 + k_r' + 2k_r'\delta + (k_r' - 2)\delta^2}{1 + \frac{2}{k_r'} - \frac{4}{k_r'}\delta + (\frac{2}{k_r'} - 1)\delta^2}, \\
 k_{r-min} &= \frac{2 + k_r' - 2k_r'\delta + (k_r' - 2)\delta^2}{1 + (\frac{2}{k_r'}) + \frac{4}{k_r'}\delta + (\frac{2}{k_r'} - 1)\delta^2}, \\
 k_{ws-max} &= \frac{1 + \frac{k_r'}{2} + k_r'\delta + (\frac{k_r'}{2} - 1)\delta^2}{1 + \frac{k_r'}{2} - k_r'\delta + (\frac{k_r'}{2} - 1)\delta^2}, \\
 k_{ws-min} &= \frac{1 + \frac{k_r'}{2} - k_r'\delta + (\frac{k_r'}{2} - 1)\delta^2}{1 + \frac{k_r'}{2} + k_r'\delta + (\frac{k_r'}{2} - 1)\delta^2}, \\
 k_{ref-r-max} &= \frac{2k_r'[(2 + k_r')\delta + (k_r' - 2)\delta^3]}{1 + k_r' + \frac{k_r'^2}{4} - (2 + \frac{k_r'^2}{2})\delta^2 + (1 - k_r' + \frac{k_r'^2}{4})\delta^4}, \\
 k_{ref-r-min} &= \frac{-2k_r'[(2 + k_r')\delta + (k_r' - 2)\delta^3]}{1 + k_r' + \frac{k_r'^2}{4} - (2 + \frac{k_r'^2}{2})\delta^2 + (1 - k_r' + \frac{k_r'^2}{4})\delta^4}, \\
 k_{wej-ws-max} &= \frac{0.5k_r'[(2 + k_r')\delta + (k_r' - 2)\delta^2]}{1 + \frac{k_r'}{2} + (\frac{k_r'}{2} - 1)\delta - (\frac{k_r'}{2} + 1)\delta^2 + (1 - \frac{k_r'}{2})\delta^3}, \\
 k_{wej-ws-min} &= \frac{-0.5k_r'[(2 + k_r')\delta - (k_r' - 2)\delta^2]}{1 + \frac{k_r'}{2} - (\frac{k_r'}{2} - 1)\delta - (\frac{k_r'}{2} + 1)\delta^2 - (1 - \frac{k_r'}{2})\delta^3},
 \end{aligned}$$

W tabeli 3 zamieszczono obliczone wartości parametrów analizowanego układu dla tolerancji rezystorów 1% ( $\delta=0,01$ ) oraz wzmocnienia  $k_r'=0,1$ ;  $1$ ;  $10$ ;  $100$ .

Tabela 3. Przykładowe wartości parametrów układu 3

$k_r'$	$\delta k_r$ [%]	$\delta k_{ws}$ [%]	CME	OBE
0,1	-1,9802...	-0,19031...	-0,038099...	-0,010001...
	2,0202	0,19068	0,038099	0,010001
1	-1,9802...	-1,3245...	-0,026669...	-0,010001...
	2,0202	1,3423	0,026669	0,010001
10	-1,9802...	-3,2785...	-0,0066681...	-0,010001...
	2,0202	3,3896	0,0066681	0,010001
100	-1,9802...	-3,8458...	-0,00078454...	-0,010001...
	2,0202	3,9996	0,00078454	0,010001

Omawiany układ również nie pozwala na strojenie wzmocnień bez interakcji.

### Szacowanie wartości parametrów stałoprądowych

Zaprezentowane zależności (12), (15), (18), umożliwiają dokładne wyliczenie wartości poszczególnych wzmocnień oraz parametrów CME, OBE. W praktyce inżynierskiej, często zachodzi konieczność wstępnego oszacowania wartości, najlepiej korzystając z prostych zależności. Mając to na uwadze, w tabeli 4 zamieszczono wzory inżynierskie pozwalające na przybliżone obliczenie wartości  $\delta k_r$  [%],  $\delta k_{ws}$  [%], CME, OBE. Zależności te uzyskano na podstawie przytoczonych równań, pomijając wybrane składniki, których wartość można zaniedbać w stosunku do pozostałych.

Tabela 4. Przybliżone wartości parametrów symetryzatorów

	układ 1	układ 2	układ 3
$\delta k_r$	$\pm 3\delta$	$\pm 2\delta$	$\pm 2\delta$
$\delta k_{ws}$	$\pm 2k_r\delta^2/(1+k_r/2)$	$\pm 2k_r\delta^2/(1+k_r)$	$\pm 2k_r\delta/(1+k_r/2)$
CME	$\pm 4\delta/(1+k_r/2)$	$\pm 4\delta/(1+k_r)$	$\pm 4\delta/(1+k_r/2)$
OBE	$\pm \delta/2$	$\pm \delta/2$	$\pm \delta$

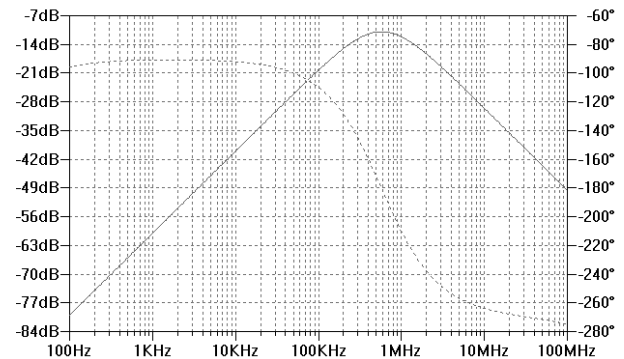
Wartości liczbowe obliczone na podstawie zależności przybliżonych z dużą dokładnością odpowiadają wartościom dokładnym przedstawionym w tabelach 1, 2 oraz 3.

### Charakterystyki częstotliwościowe symetryzatorów

Jak wspomniano wcześniej, spośród czterech wzmocnień charakteryzujących układ symetryzatora krytyczne znaczenie ma parametr  $k_{ref-r}$ , który określa wielkość składowej różnicowej na wyjściu spowodowanej przez składową podaną na wejście sygnału wspólnego  $u_{ref}$ . Dla składowej stałej wzmocnienie to można wyzerować przez odpowiedni dobór wartości rezystorów. Przenoszenie składowej zmiennej zależy od charakterystyk częstotliwościowych toru odwracającego i nieodwracającego.

### Układ pierwszy

W układzie pokazanym na rysunku 2a tor sygnałowy od wejścia składowej sumacyjnej do poszczególnych wyjść wyraźnie się różni. Na skutek tego, zwłaszcza przy częstotliwościach zbliżonych do pola wzmocnienia wzmacniaczy, pojawia się na wyjściu składowa różnicowa. Aby zobrazować ten efekt ilościowo, przeprowadzono symulację analizowanego układu (LTSPICE), korzystając z jednobiegunowego modelu dynamiki wzmacniacza, opisanego skończoną wartością wzmocnienia stałoprądowego ( $k_{ur}=100000$ ) oraz pola wzmocnienia ( $f_T=1\text{MHz}$ ). Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia  $k_{ref-r}$ , uzyskana przy identycznych polach wzmocnienia wzmacniaczy operacyjnych pokazana jest na rysunku 3. Można zauważyć, że w okolicy połowy częstotliwości  $f_T$  wzmacniacza parametr  $k_{ref-r}$  osiąga około  $-10$  dB.



Rys.3. Charakterystyka częstotliwościowa parametru  $k_{ref-r}$  dla pierwszego układu przy równych polach wzmocnienia wzmacniaczy i założonym wzmocnieniu  $k_r=1$  (linia ciągła oznacza charakterystykę amplitudową, przerywana – fazową)

Mając na uwadze praktyczny aspekt realizacji układu, istotne wnioski można sformułować na podstawie analizy teoretycznej. Dla teoretycznego oszacowania przebiegu charakterystyki częstotliwościowej wzmocnienia  $k_{ref-r}$  przyjmijmy uproszczony model dynamiki wzmacniacza operacyjnego w postaci integratora:

$$(19) \quad A(s) = \frac{\omega_T}{s}$$

gdzie:  $\omega_T$  jest polem wzmocnienia wzmacniacza.

Zakładając, iż pozostałe parametry wzmacniacza operacyjnego są idealne, przy spełnieniu warunków dotyczących doboru rezystorów danych równaniem (11), uzyskujemy

$$(20) \quad k_{ref-r}(s) = \frac{-(k_r + 2) \frac{s}{\omega_{T1}} + 2 \frac{s}{\omega_{T2}}}{1 + \left(\frac{k_r}{2} + 1\right) \frac{s}{\omega_{T1}} + 2 \frac{s}{\omega_{T2}} + (k_r + 2) \frac{s^2}{\omega_{T1}\omega_{T2}}}$$

Jak widać, transmitancja ta ma charakter filtra pasmowo-przepustowego. Wzmocnienie dla składowej stałej jest zerowe, co jest zapewnione przez odpowiedni dobór rezystorów, dany równaniem (11). Składowe pochodzące od pól wzmocnienia poszczególnych wzmacniaczy występują w liczniku z przeciwnymi znakami, co stwarza możliwość przynajmniej częściowej kompensacji tych składowych.

Rozważmy szczególny przypadek wzmacniaczy o równych polach wzmocnienia:  $\omega_{T1} = \omega_{T2} = \omega_T$ . Wówczas:

$$(21) \quad k_{ref-r}(s) = \frac{-k_r \frac{s}{\omega_T}}{1 + \left(\frac{k_r}{2} + 3\right) \frac{s}{\omega_T} + (k_r + 2) \frac{s^2}{\omega_T^2}}$$

Odpowiada to postaci ogólnej filtra pasmowo-przepustowego:

$$(22) \quad K_u(s) = H_0 \frac{\frac{s}{Q\omega_0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$$

Dla układu z identycznymi wzmacniaczami pulsacja środkowa filtra jest równa:

$$(23) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{\omega_{T1}\omega_{T2}}{k_r + 2}}$$

czyli częstotliwość środkowa filtra pasmowego wynosi:

$$(24) \quad f_0 = \sqrt{\frac{f_{T1}f_{T2}}{k_r + 2}}$$

Po podstawieniu do powyższej zależności wartości  $k_r = 1$ ,  $f_T = 1$  MHz otrzymujemy  $f_0 = 0,577$  MHz, z symulacji  $f_0 = 0,578$  MHz.

Dobroć  $Q$  układu wyraża się zależnością:

$$(25) \quad Q = \frac{\sqrt{k_r + 2}}{\frac{k_r}{2} + 3}$$

Po podstawieniu  $k_r = 1$ ,  $f_T = 1$  MHz uzyskujemy  $Q = 0,498$ . Na podstawie symulacji (dobroć wyznaczona jako odwrotność względnej szerokości pasma) wynosi  $Q = f_0/\Delta f = 0,496$

Wzmocnienie w środku pasma można wyliczyć jako:

$$(26) \quad H_0 = \frac{-k_r}{\frac{k_r}{2} + 3}$$

Po podstawieniu założonych wartości uzyskuje się  $H_0[\text{dB}] = 20 \log |H_0| = -10,8\text{dB}$ . Na podstawie symulacji:  $H_{0\text{dB}} = -10,97\text{dB}$ .

Jak można zauważyć, wyniki teoretycznych obliczeń uzyskane dla prostego modelu dynamiki wzmacniacza nie różnią się istotnie od wyników uzyskanych na drodze symulacji. Potwierdza to poprawność uzyskanych wzorów.

### Możliwość kompensacji charakterystyki częstotliwościowej poprzez odpowiedni dobór pól wzmocnienia wzmacniaczy

Analizując równanie (20) można zauważyć, że wyraz w liczniku w pierwszej potędze zmiennej  $s$  może zostać wyzerowany przy spełnionym następującym warunku:

$$(27) \quad -\frac{(k_r + 2)}{\omega_{T1}} + \frac{2}{\omega_{T2}} = 0$$

Stąd:

$$(28) \quad \frac{\omega_{T1}}{\omega_{T2}} = \frac{k_r}{2} + 1$$

Można więc uzyskać kompensację składowych pochodzących od pól wzmocnienia wzmacniaczy operacyjnych poprzez odpowiedni dobór stosunku ich pól wzmocnienia. Wyniki symulacji potwierdzają ten wniosek. Stosując wzmacniacze o polach wzmocnienia spełniających zależność (28) uzyskano wzmocnienie dla składowej wspólnej na poziomie nieprzekraczającym -46 dB. Rozwiązanie to ma jednak ograniczone znaczenie praktyczne. Jedyną możliwością wykorzystania tego faktu jest użycie wzmacniaczy z zewnętrzną kompensacją częstotliwościową i dostrajanie jednego z kondensatorów kompensujących aż do uzyskania minimalnego wzmocnienia składowej wspólnej.

### Możliwość kompensacji charakterystyki częstotliwościowej poprzez dodanie pojemności

Analizując postać transmitancji układu uwzględniając wartości rezystancji, a nie jedynie ich stosunki, można zauważyć, że dodanie kondensatora równoległe do  $R_1$  lub  $R_6$  daje możliwość kompensacji składowej w pierwszej potędze zmiennej  $s$  występującej w liczniku. Dla przykładu, przyjmując:  $R_2 = R_3 = R_4 = R_6 = R$  oraz  $R_1 = R_5 = 2R/k_r$  i dodając kondensator  $C_k$  równoległe do  $R_6$  uzyskujemy następującą postać transmitancji:

$$(29) \quad k_{ref-r}(s) = \frac{-(k_r + 2) \frac{s}{\omega_{T1}} + 2 \frac{s}{\omega_{T2}} + \frac{2k_r}{k_r + 2} \cdot sRC_k}{1 + \left(\frac{k_r}{2} + 1\right) \frac{s}{\omega_{T1}} + 2 \frac{s}{\omega_{T2}} + (k_r + 2) \frac{s^2}{\omega_{T1}\omega_{T2}}}$$

Zakładając dodatkowo szczególny przypadek identycznych pól wzmocnienia:  $\omega_{T1} = \omega_{T2} = \omega_T$  otrzymujemy:

$$(30) \quad k_{ref-r}(s) = \frac{-k_r \frac{s}{\omega_T} + \frac{2k_r}{k_r + 2} \cdot sRC_k}{1 + \left(\frac{k_r + 3}{2}\right) \frac{s}{\omega_T} + (k_r + 2) \frac{s^2}{\omega_T^2}}$$

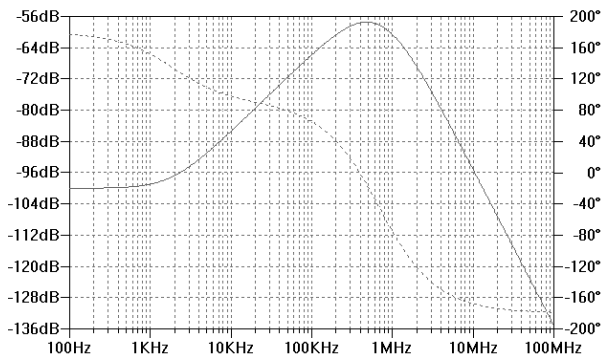
Stąd wynika warunek kompensacji licznika transmitancji:

$$(31) \quad \frac{k_r}{\omega_T} = \frac{2k_r}{k_r + 2} \cdot RC_k$$

Ostatecznie:

$$(32) \quad C_k = \frac{k_r + 2}{4\pi f_T \cdot R}$$

Po podstawieniu  $k_r = 1$ ,  $f_T = 1$  MHz,  $R = 10$  k $\Omega$  otrzymujemy:  $C_k = 23,87$  pF. Poszukując optymalnej wartości pojemności  $C_k$  na drodze serii symulacji uzyskano wartość pojemności kompensującej  $C_k = 24$  pF (w symulacji zastosowano identyczny model jak poprzednio). Charakterystyka częstotliwościowa układu po zastosowaniu pojemności kompensującej  $C_k$  przedstawiona jest na rysunku 4.



Rys. 4. Charakterystyka częstotliwościowa układu pierwszego po zastosowaniu kondensatora kompensującego (linia ciągła oznacza charakterystykę amplitudową, przerywana – fazową)

Po zastosowaniu pojemności kompensującej maksimum modułu transmitancji wynosi  $-58$  dB.

#### Układ drugi

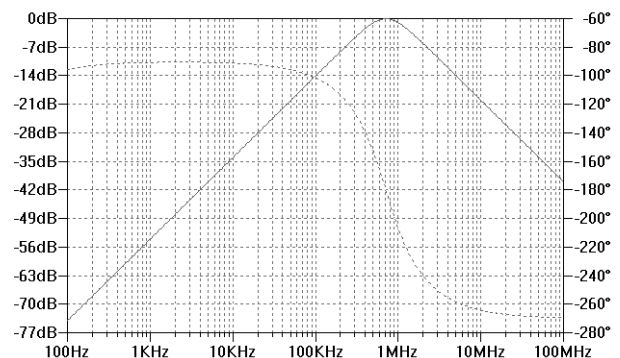
W układzie pokazanym na rys. 2b obydwa wzmacniacze objęte są wzajemnym sprzężeniem zwrotnym, co w obecności pojemności pasozytniczych lub małego marginesu fazy wzmacniaczy może być przyczyną niestabilności układu. Przyjmując jednobiegunowy model dynamiki wzmacniaczy operacyjnych uzyskano w wyniku symulacji charakterystykę częstotliwościową wzmocnienia  $k_{ref-r}$ , pokazaną na rysunku 5. Można zauważyć, że w okolicy połowy częstotliwości  $f_T$  wzmacniacza parametr  $k_{ref-r}$  osiąga około 0 dB, co jest wynikiem wyraźnie gorszym niż w pierwszym układzie.

Zakładając, iż pozostałe parametry wzmacniacza operacyjnego są idealne (za wyjątkiem skończonego pola wzmocnienia) przy spełnieniu warunków dotyczących doboru rezystorów danych równaniem (14), uzyskujemy

$$(33) \quad k_{ref-r}(s) = \frac{-(k_r + 1) \frac{s}{\omega_{T1}}}{1 + \left(\frac{k_r + 1}{2}\right) \frac{s}{\omega_{T1}} + \frac{s}{\omega_{T2}} + (k_r + 1) \frac{s^2}{\omega_{T1}\omega_{T2}}}$$

Szczególny przypadek:  $\omega_{T1} = \omega_{T2} = \omega_T$  daje

$$(34) \quad k_{ref-r}(s) = \frac{-2 \frac{s}{\omega_T}}{1 + \left(\frac{k_r + 3}{2}\right) \frac{s}{\omega_T} + (k_r + 1) \frac{s^2}{\omega_T^2}}$$



Rys. 5. Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia  $k_{ref-r}$  dla drugiego układu (linia ciągła przedstawia charakterystykę amplitudową, przerywana – fazową)

Dla transmitancji można wyznaczyć częstotliwość środkową:

$$(35) \quad f_0 = \sqrt{\frac{f_{T1} f_{T2}}{k_r + 1}}$$

Po podstawieniu  $k_r = 1$ ,  $f_T = 1$  MHz uzyskujemy  $f_0 = 0,707$  MHz, z symulacji otrzymano 0,707 MHz.

Dobroć  $Q$  można obliczyć jako:

$$(36) \quad Q = 2 \sqrt{\frac{k_r + 1}{k_r + 3}}$$

Po podstawieniu  $k_r = 1$ ,  $f_T = 1$  MHz uzyskujemy  $Q = 0,707$ . Z symulacji  $Q = f_0/\Delta f = 0,723$ .

Wzmocnienie w środku pasma wynosi:

$$(37) \quad H_0 = \frac{-4}{k_r + 3}$$

Po podstawieniu wartości liczbowych uzyskano wzmocnienie w decybelach  $H_0[\text{dB}] = 20 \log |H_0| = 0 \text{ dB}$ . Z symulacji otrzymano:  $-0,088 \text{ dB}$ .

Układ drugi, podobnie jak poprzedni, przanalizowano również z uwzględnieniem wartości rezystorów, a nie tylko ich stosunków. Na podstawie uzyskanej zależności stwierdzono, iż nie ma możliwości prostej kompensacji charakterystyki częstotliwościowej drugiego układu przez dodanie kondensatora równoległe z jednym z rezystorów.

#### Układ trzeci

Zakładając dobór rezystorów zgodnie z równaniem (17), wzmocnienie od wejścia wspólnego do jednego z wyjść (jedna połowka symetryzatora) ma postać:

$$(38) \quad K(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_T} \left(\frac{k_r + 1}{2}\right)}$$

Na tej podstawie można wyznaczyć wzmocnienie do wyjścia różnicowego jako:

(39)

$$k_{ref-r}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{T1}} \left( \frac{k_r}{2} + 1 \right)} - \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{T2}} \left( \frac{k_r}{2} + 1 \right)}$$

Równanie (39) można zapisać w następującej formie

(40)

$$k_{ref-r}(s) = \frac{s \left( \frac{1}{\omega_{T2}} - \frac{1}{\omega_{T1}} \right) \left( \frac{k_r}{2} + 1 \right)}{\left( 1 + \frac{s}{\omega_{T1}} \left( \frac{k_r}{2} + 1 \right) \right) \cdot \left( 1 + \frac{s}{\omega_{T2}} \left( \frac{k_r}{2} + 1 \right) \right)}$$

Jak widać, przy identycznych polach wzmocnienia wzmacniaczy transmitancja  $k_{ref-r}$  się zeruje. W przypadku nierówności pól wzmocnienia układ ma charakter pasmowo przepustowy, dla którego maksymalne wzmocnienie daje się oszacować jako:

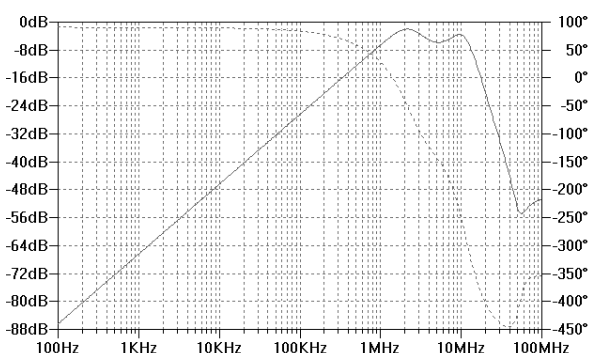
$$(41) \quad k_{ref-r \max} \cong \frac{\delta\omega_T}{2}$$

gdzie  $\delta\omega_T$  jest względną różnicą pól wzmocnienia wzmacniaczy.

Wyniki symulacji potwierdziły, że dla  $k_r = 1$ ,  $\omega_{T1} = 1$  MHz,  $\omega_{T2} = 1,1$  MHz,  $A_0 = 10^5$  układ ma charakter pasmowo przepustowy o maksimum dla 0,709 MHz i wzmocnieniu maksymalnym -26,5 dB. Z obliczeń na podstawie zależności (41) uzyskujemy  $k_{ref-r \max} = -26,02$  dB.

### Symulacja układów ze wzmacniaczami operacyjnymi rzeczywistymi

Przeprowadzona analiza, zakładająca stosunkowo prosty model wzmacniacza operacyjnego, pozwoliła na sformułowanie wielu wniosków, popartych użytecznymi w praktyce inżynierskiej zależnościami. Zwiększenie dokładności wyników, poprzez zastosowanie bardziej zaawansowanego modelu wzmacniacza operacyjnego (np. zastosowanie funkcji dwubiegunowej do opisu charakterystyki częstotliwościowej wzmocnienia) prowadzi do skomplikowanych równań, których forma jest trudna do interpretacji. Z tego względu przeprowadzono szereg symulacji komputerowych z zastosowaniem modelu popularnego wzmacniacza operacyjnego LT1007 [15].



Rys. 6. Charakterystyka częstotliwościowa wzmocnienia  $k_{ref-r}$  układu pierwszego przy zastosowaniu modelu rzeczywistego wzmacniacza operacyjnego (linia ciągła oznacza charakterystykę amplitudową, przerywana – fazową)

Na tej podstawie stwierdzono, iż przebieg charakterystyki częstotliwościowej wzmocnienia  $k_{ref-r}$  jest w

dużej mierze zgodny w zakresie częstotliwości nie przekraczających pola wzmocnienia, natomiast powyżej tej wartości, kształt jest odmienny. Wynika to oczywiście z wpływu kolejnych biegunów transmitancji rzeczywistego wzmacniacza na charakterystykę wzmocnienia. Mając jednak na uwadze fakt, iż najczęściej układy będące przedmiotem analizy pracują w zakresie częstotliwości znacznie poniżej pola wzmocnienia - co wynika również ze skończonej wartości parametru  $SR$  (ang. Slew Rate) - uzyskane wyniki stanowią dobre przybliżenie. Dla przykładu, na rysunku 6 przedstawiono charakterystykę częstotliwościową wzmocnienia  $k_{ref-r}$  układu pierwszego. Zastosowano model wzmacniacza operacyjnego LT1007 (typowo:  $GBW=8$  MHz,  $SR=2,5$  V/us).

### Podsumowanie

W artykule zaprezentowano analizę właściwości trzech symetryzatorów napięcia zrealizowanych w oparciu o wzmacniacze operacyjne. Poruszone kwestie dotyczyły wielu aspektów działania układów, jednakże zasadniczy nacisk położono na praktyczną użyteczność uzyskanych wyników. Dzięki temu, w zależności od wymagań projektowych, można dokonać wyboru najlepszego rozwiązania. Pomocna w tym jest niewątpliwie tabela 4, w której zamieszczono oszacowania wartości parametrów stałoprądowych układów. Pozwala to na właściwy dobór tolerancji użytych rezystorów czy też projektowanego wzmocnienia. Następnie, posługując się podanymi zależnościami (12), (15), (18), można obliczyć dokładne wartości wspomnianych parametrów.

Druga część pracy poświęcona jest analizie charakterystyki częstotliwościowej układów. Skupiono się na jednym spośród czterech współczynników wzmocnienia,  $k_{ref-r}$ , gdyż to wzmocnienie jest miarą powstającej w układzie niepożądanego składowej różnicowej spowodowanej sygnałem podanym na wejście referencyjne. Wyniki teoretycznej analizy jak również wyniki symulacji potwierdziły wyraźne różnice właściwości poszczególnych układów. Pokazały również, że wszystkie analizowane układy wykazują pasmowo-przepustowy charakter wzmocnienia  $k_{ref-r}$ .

Na podstawie uzyskanych wyników można sformułować szereg wniosków i zaleceń dotyczących praktycznego zastosowania analizowanych rozwiązań układowych:

1. Pierwszy układ daje możliwość strojenia poszczególnych wzmocnień bez interakcji, pozostałe układy takiej możliwości nie dają.
2. Najmniejsze wartości wrażliwości wzmocnień  $k_r$  i  $k_{ws}$  na rozrzut wartości rezystancji a także najmniejsze wartości współczynników  $OBE$  i  $CME$  występują dla układu drugiego.
3. Pierwszy układ daje możliwość kompensacji charakterystyki częstotliwościowej parametru  $k_{ref-r}$  przez dobór stosunków pól wzmocnienia lub przez dodanie kondensatora. W przypadku zastosowania rzeczywistych wzmacniaczy operacyjnych efekt kompensacji jest znacznie mniej wyraźny niż w przypadku jednobiegunowego modelu dynamiki. W układzie drugim możliwości kompensacji charakterystyki częstotliwościowej nie ma. Trzeci układ przy zachowaniu pełnej symetrii torów ma zerową wartość parametru  $k_{ref-r}$  w całym zakresie częstotliwości.
4. W drugim układzie maksimum modułu transmitancji  $k_{ref-r}$  osiąga największą wartość w porównaniu z pozostałymi układami. Największa jest również dla niego wartość dobroci, co przekłada się na oscylacyjny charakter odpowiedzi skokowej. Przyjmując modele rzeczywistych wzmacniaczy LT1007 analizowano

przebieg odpowiedzi skokowej. Przy tej samej amplitudzie pobudzenia dla pierwszego układu uzyskano oscylacje na poziomie 60 mV<sub>p-p</sub>, natomiast dla drugiego układu, przy tym samym wzmocnieniu i modelach wzmacniaczy, poziom oscylacji wynosił około 300 mV<sub>p-p</sub>, co świadczy o lepszej stabilności pierwszego układu.

Biorąc pod uwagę wyniki analiz oraz wnioski przedstawione w artykule zdecydowano się na praktyczną realizację układu trzeciego. Zbudowany układ znalazł zastosowanie w stanowisku do testowania i pomiarów parametrów precyzyjnych wzmacniaczy przyrządowych.

#### Podziękowania

*Niniejsza praca została sfinansowana ze środków na badania statutowe MNiSW (nr decyzji: 8686/E-367/S/2015 z 19 lutego 2015).*

#### LITERATURA

- [1] Kester W., Przetworniki A/C i C/A. Teoria i praktyka, Wydawnictwo BTC, (2012)
- [2] Analog Devices, Op Amp Applications Handbook, Elsevier, (2005)
- [3] Ardizzoni J., Pearson J., "Rules of the Road" for High-Speed Differential ADC Drivers, *Analog Dialogue* 43-05, (2009)
- [4] Analog Devices, MT-075 Tutorial. Differential Drivers for High Speed ADCs Overview, (2009)
- [5] Karki J., Fully-Differential Amplifiers, *Texas Instruments Application Report*, (2002)

- [6] Analog Devices, MT-074 Tutorial. Differential Drivers for Precision ADCs, (2009)
- [7] Texas Instruments, Designing for low distortion with high-speed op amps, *Analog Applications Journal*, (2001)
- [8] Casas R., Casas O., Ferrari V., Single-ended Input to Differential Output Circuits. A Comparative Analysis. *IMTC* 2006, 24-27, (2006)
- [9] Baert D., Circuit for the Generation of Balanced Output Signals, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, (1999), 1108-1110
- [10] Nuo L., Song H., Hong T., Yuehong J., Fan L., Calibration Device for Multi-Parameter Simulator, The 11th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments, (2013)
- [11] VanPeteghem P.M., Duque-Carrillo J.F., A general description of common-mode feedback in fully-differential amplifiers, *Circuits and Systems*, (1990)
- [12] Texas Instruments, Fully-Differential Amplifiers Application Report SLOA054D, (2002)
- [13] Analog Devices, Low Power, Unity Gain, Fully Differential Amplifier and ADC Driver AD8476, Data Sheet
- [14] Wang P., Ytterdal T., Halvorsrod T., A Low Noise Single-End to Differential Switched-Capacitor VGA for PZT-Xducer Ultrasound Imaging, *Circuit Theory and Design*, (2013)
- [15] Linear Technology Low Noise, High Speed Precision Operational Amplifiers LT1007/LT1037, Data Sheet

---

**Autorzy:** dr inż. Jerzy Fiołka, Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki, ul. Akademicka 16, 44-100 Gliwice, E-mail: [Jerzy.Fiolka@polsl.pl](mailto:Jerzy.Fiolka@polsl.pl); dr inż. Andrzej Malcher, Politechnika Śląska, Instytut Elektroniki, ul. Akademicka 16, 44-100 Gliwice, E-mail: [Andrzej.Malcher@polsl.pl](mailto:Andrzej.Malcher@polsl.pl)