

*schemat zastępczy przetwornika,  
wzmacniacz napięciowy, błąd zera, elektrometria*

Piotr MADEJ\*

## ZMIENIONY SCHEMAT ZASTĘPCZY PRZETWORNIKA NAPIĘCIOWEGO I WYZNACZANIE JEGO PARAMETRÓW

Zaproponowano zmodyfikowany schemat zastępczy przetwornika sygnałów napięciowych, czyli wzmacniacza napięciowego. Modyfikacja ta jest zalecana do analizy układów stałonapięciowych, np. w badaniach elektrometrycznych, a polega na innym umiejscowieniu źródła napięcia niezrównoważenia. Przyjęcie nowego modelu do analizy działania przetwornika ułatwia proste i jednoznaczne wyznaczenie wartości parametrów tego modelu.

### 1. SCHEMAT ZASTĘPCZY LANSOWANY W LITERATURZE

Stosowany schemat zastępczy aktywnego przetwornika stałonapięciowego, czyli po prostu wzmacniacza napięciowego o paśmie od zera Hz przedstawiono na rys. 1. Można w nim wyróżnić trzy stopnie rozwoju opisu celem dostosowania, przynajmniej w minimalnym stopniu, do rzeczywistych właściwości przetwornika.

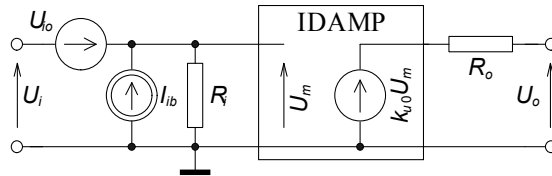
Otoczony ramką idealny czwórnik napięciowy (IDEal AMPLifier – IDAMP) ma nieskończoną rezystancję wejściową, zerową rezystancję wyjściową i własną transmitancję napięciową  $k_{u0}$ . Dodane do niego dwa parametry rezystancyjne, rezystancja wejściowa  $R_i$  i rezystancja wyjściowa  $R_o$  modelują straty w rzeczywistym czwórniku; uzupełniają schemat do klasycznej minimalnej postaci liniowej i unilateralnej (jedno-kierunkowej – bez oddziaływania wstecznego), w zakresie małych częstotliwości. Wymienione trzy parametry zmieniają swój charakter z rzeczywistego na zespolony w zakresie wyższych częstotliwości, ale to zagadnienie nie jest tematem pracy.

Na koniec dołączono dwa źródła modelujące niedoskonałość przetwornika o zero-wej dolnej częstotliwości granicznej, polegającą ogólnie na tzw. niezrównoważeniu,

---

\* Politechnika Wrocławska, Instytut Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych, 50-372 Wrocław ul. Smoluchowskiego 19, piotr.madej@pwr.wroc.pl.

czyli błędzie zera; omijaniu początku układu współrzędnych przez charakterystykę przejściową układu, zależnym dodatkowo od rezystancji źródła sygnału wejściowego. Są to: źródło wejściowego napięcia niezrównoważenia  $U_{io}$ , źródło wejściowego prądu polaryzacji  $I_{ib}$ . Pokazany na rys. 1 sposób włączenia tych źródeł na schemacie zastępczym przetwornika, znamienny pierwszym od wejścia źródłem  $U_{io}$  jest rozpowszechniany i zalecany w literaturze, między innymi dotyczącej właściwości i zastosowań wzmacniaczy operacyjnych [2]–[7].



Rys. 1. Tradycyjny linowy, unilateralny schemat zastępczy rzeczywistego wzmacniacza napięciowego DC z rezystancjami wejściową  $R_i$  i wyjściową  $R_o$ , napięciem niezrównoważenia  $U_{io}$ , prądem polaryzacji  $I_{ib}$ . IDAMP – wzmacniacz idealny

Oba źródła modelujące niezrównoważenie przetwornika mogą mieć wartości wynikające z własności samego układu aktywnego lub być wynikiem kompensacji ich przez dodatkowe obwody ( $U_c$  i  $I_c$  na rys. 2b i 2c,  $R_c$  modeluje niedoskonałość źródła  $I_c$ ). Skutki niedoskonałości przetwornika zależą od miejsca włączenia do układu tych obwodów kompensujących oraz od zastępczej rezystancji  $R_g$  rzeczywistego, liniowego źródła sygnału o sile elektromotorycznej  $E_g$ . Najczęstsze przypadki pokazano na rys. 2. Wpływ pożądanego sygnału wejściowego  $E_g$  oraz źródeł niedoskonałości na sygnał wyjściowy wyrażono analitycznie w zależnościach poniżej. Założono przy tym dla uproszczenia zależności, że rezystancja obciążająca wyjście przetwornika, np. wejściowa woltomierza cyfrowego lub następnego przetwornika jest na tyle większa od rezystancji wyjściowej  $R_o$  analizowanego przetwornika z rys. 1, że nie ma potrzeby uwzględniania tego obciążenia. Dla układu z rys. 2a, po przekształceniach:

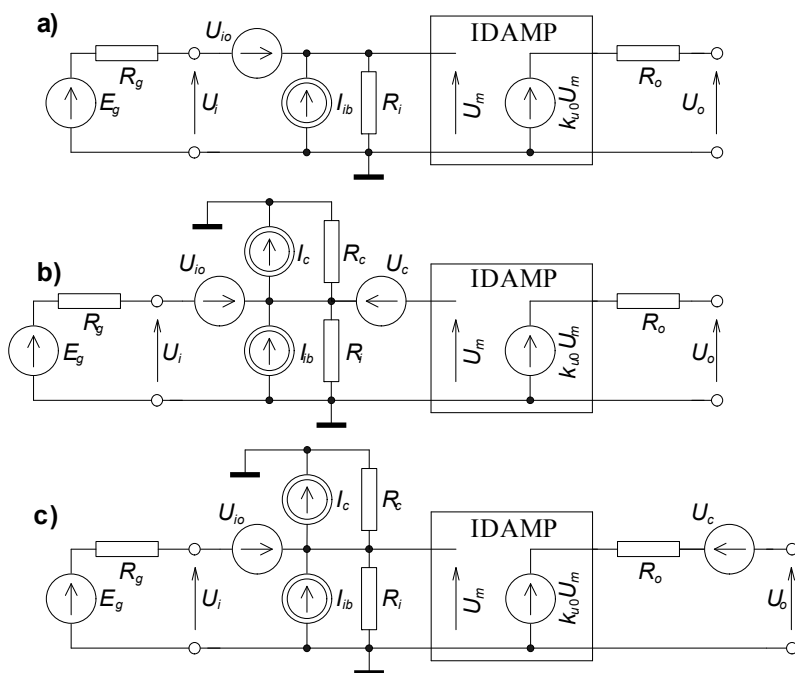
$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) [E_g + U_{io} + I_{ib} R_g] \quad (1)$$

i można wyróżnić względny multiplikatywny składnik błędu przetwarzania

$$\delta_m = - \frac{R_g}{R_i + R_g} \quad (2)$$

oraz składniki adytywne błędu, czyli łączny błąd zera, zdefiniowany jako bezwzględny, w formie wyjściowego napięcia niezrównoważenia  $U_{oo}$  (patrz zał. (1))

$$\begin{aligned}\Delta_a \equiv U_{oo} \equiv U_o|_{E_g=0} &= k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) (U_{io} + I_{ib} R_g) \\ &= k_{u0} \left[ U_{io} \frac{R_i}{R_i + R_g} + I_{ib} (R_i \parallel R_g) \right].\end{aligned}\quad (3)$$



Rys. 2. Współpraca tradycyjnego modelowego przetwornika z rys. 1 ze źródłem sygnału:  
 a) – układ bez kompensacji nierównoważenia, b) – układ z obu kompensacjami na wejściu,  
 c) – układ z kompensacją prądową  $I_c$  na wejściu a napięciową  $U_c$  na wyjściu.

W zależności (3) jest czynnik zawierający błąd multiplikatywny (2). Kluczowa jest tutaj rola rezystancji  $R_g$ , która powoduje wyraźną korelację obu czynników w nawiasach w pierwszym wierszu zależności (3). Dlatego nie zastosowano zasady pomijania małych składników drugiego rzędu, co jest typowe w analizie niedokładności, gdzie zakłada się niezależność czynników wpływowych.

Z kolei dla układu z rys. 2b przy zastosowaniu obu źródeł ( $U_c$ ,  $I_c$ ) kompensujących nierównoważenie po stronie wejścia przetwornika:

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[ E_g + U_{io} - U_c \left( 1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_{ib} - I_c) R_g \right], \quad (4)$$

a jeżeli rezygnuje się z oddzielnej kompensacji prądowej ( $I_c = 0$  A,  $R_c \Rightarrow \infty \Omega$ ), co często się zdarza:

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[ E_g + U_{io} + I_{ib} R_g - U_c \left( 1 + \frac{R_g}{R_i} \right) \right], \quad (5)$$

gdzie składnik multiplikatywny błędu przetwarzania, w kolejności dla układu z pełną kompensacją i tylko z napięciową:

$$\text{ze źródłem } I_c \quad \delta_{m1} = -\frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g}, \quad \text{bez źródła } I_c \quad \delta_{m2} = -\frac{R_g}{R_i + R_g}, \quad (6)$$

oraz składniki adytywne błędu przetwarzania, dla układu z pełną kompensacją ( $\Delta_{a1}$ ) i tylko z napięciową ( $\Delta_{a2}$ ), tak zdefiniowane, jak w zależności (3):

$$\Delta_{a1} = k_{u0} \left[ U_{io} \frac{R_i \parallel R_c}{R_i \parallel R_c + R_g} - U_c + (I_{ib} - I_c)(R_g \parallel R_i \parallel R_c) \right], \quad (7)$$

$$\Delta_{a2} = k_{u0} \left[ U_{io} \frac{R_i}{R_i + R_g} + I_{ib}(R_g \parallel R_i) - U_c \right]. \quad (8)$$

W układzie z rys. 2c z obu źródłami kompensującymi, ale prądowym na wejściu a napięciowym na wyjściu:

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[ E_g + U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} \left( 1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_{ib} - I_c) R_g \right], \quad (9)$$

a bez oddzielnej kompensacji prądowej ( $I_c = 0$  A,  $R_c \Rightarrow \infty \Omega$ ):

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[ E_g + U_{io} + I_{ib} R_g - \frac{U_c}{k_{u0}} \left( 1 + \frac{R_g}{R_i} \right) \right]. \quad (10)$$

W tym przypadku składniki multiplikatywne błędu  $\delta_{m3}$  i  $\delta_{m4}$  są dokładnie takie same, jak dla układu z rys. 2b, odpowiednio

$$\delta_{m3} = \delta_{m1} \quad \text{i} \quad \delta_{m4} = \delta_{m2}, \quad (11)$$

natomiast składniki adytywne błędu są inne; składnik zależny od napięcia kompensującego  $U_c$  jest dzielony przez własną transmitancję przetwornika  $k_{u0}$ . Charakterystyczne, że w obu przypadkach różnego umiejscowienia napięciowego źródła kompensującego (rys. 2b i 2c), efekt jego działania zależy od rezystancji  $R_g$ , zmieniającej wpływ źródeł niezrównoważenia ( $U_{io}$ ,  $I_{ib}$ ):

$$\text{ze źródłem } I_c \quad \Delta_{a3} = k_{u0} \left[ U_{io} \frac{R_i \parallel R_c}{R_i \parallel R_c + R_g} - \frac{U_c}{k_{u0}} + (I_{ib} - I_c)(R_g \parallel R_i \parallel R_c) \right], \quad (12)$$

$$\text{bez źródła } I_c \quad \Delta_{a4} = k_{u0} \left[ U_{io} \frac{R_i}{R_i + R_g} + I_{ib}(R_g \parallel R_i) - \frac{U_c}{k_{u0}} \right]. \quad (13)$$

W uwagach co do sposobu realizacji układów kompensacji niezrównoważenia przetwornika zasygnalizowano możliwość zastosowania tylko jednego, napięciowego sposobu. Jest to często stosowane rozwiązanie, które w przypadku konkretnego źródła sygnału wejściowego (tzn. o konkretnej, stałej rezystancji zastępczej  $R_g$ ) jest racjonalne i optymalne. Z punktu widzenia swego głównego przeznaczenia – kompensacji całkowitego niezrównoważenia nie ma istotnej różnicy, gdzie zostanie umiejscowione źródło kompensujące, na wejściu, czy na wyjściu.

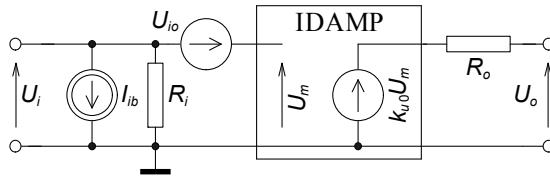
Jeżeli przetwornik spełnia warunki liniowości i unilateralności, to w wersji schematu zastępczego z rys. 2a wystarczy wykonać cztery pomiary przy różnych wartościach  $E_g$  i  $R_g$ , aby wyznaczyć wartości elementów zastępczych układu, pod warunkiem jednak, że pomija się wpływ rezystancji wyjściowej  $R_o$ . Tą ostatnią można wyznaczyć we wszystkich przypadkach omawianych w tym opracowaniu z dwóch pomiarów napięcia na dwóch różnych rezystancjach  $R_L$  obciążających wyjście przy stałym sygnale wejściowym.

Rozwiązanie przetwornika napięciowego do bardziej ambitnych zadań, np. w elektrometrii, gdzie energie sygnału są bardzo małe, zawierają z reguły źródła kompensujące niezrównoważenie, jak w wersjach układu z rys. 2b lub 2c, a to komplikuje algorytm wyznaczenia parametrów zastępczych.

Po pierwsze, błąd multiplikatywny nie zależy od umiejscowienia napięciowego źródła kompensującego  $U_c$ . Wypadkową rezystancję równoległego połączenia  $R_i$  z  $R_c$  można potraktować jako łączną zastępczą rezystancję wejściową  $R_{is}$  i wtedy zapis tego błędu będzie praktycznie taki sam, niezależnie od zastosowania źródła prądowego  $I_c$ . Znacznie większy problem dotyczy błędu adytywnego. Wskutek różnej zależności jego składników od rezystancji  $R_g$ , konieczne jest np. co najmniej sześć pomiarów dla układu z rys. 2c bez kompensacji prądowej w celu wyznaczenia wartości wszystkich elementów schematu zastępczego.

## 2. PROPONOWANE ZMIANY W SCHEMACIE ZASTĘPCZYM I ICH KONSEKWENCJE

Widoczne we wzorach (3), (7), (12) różne zależności składników błędu adytywnego od rezystancji źródła sygnału  $R_g$ , a szczególnie zmieniający się podział wejściowego napięcia niezrównoważenia  $U_{io}$  były podstawą do zaproponowania nieco zmienionego schematu zastępczego przetwornika napięciowego, jak na rys. 3.



Rys. 3. Proponowany schemat zastępczy linowego, unilateralnego czwórnika napięciowego DC z niedoskonałościami: rezystancjami wejściową i wyjściową, napięciem niezrównoważenia, prądem polaryzacji

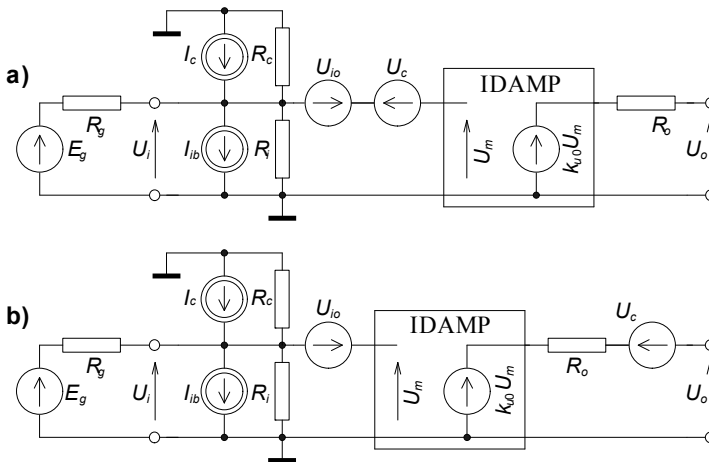
Przeniesiono w nim źródło napięcia niezrównoważenia z wejścia układu (porównaj z rys. 1) bezpośrednio na wejście idealnego czwórnika IDAMP. Zmieniono także kierunek źródła prądu polaryzacji  $I_{ib}$ , ale ta zmiana nie wnosi niczego istotnego i ma charakter czysto subiektywny.

Sygnał wyjściowy takiego układu z obu kompensacjami niezrównoważenia na wejściu, według rys. 4a, będzie miał wartość

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i \parallel R_c + R_g} \right) \left[ E_g + (U_{io} - U_c) \left( 1 + \frac{R_g}{R_i \parallel R_c} \right) + (I_c - I_{ib}) R_g \right], \quad (14)$$

a bez oddzielnej kompensacji prądowej

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[ E_g + (U_{io} - U_c) \left( 1 + \frac{R_g}{R_i} \right) - I_{ib} R_g \right]. \quad (15)$$



Rys. 4. Współpraca przetwornika z rys. 3 ze źródłem sygnału:  
a) – układ z obu kompensacjami niezrównoważenia na wejściu,  
b) – układ z kompensacją prądową  $I_c$  na wejściu a napięciową  $U_c$  na wyjściu

Składnik multiplikatywny błędu przetwarzania będzie taki, jak we wcześniejszych układach (zal. (6) i (11)):

$$\text{z } I_c \quad \delta_{m5} = \delta_{m1} = -\frac{R_g}{R_i \| R_c + R_g}, \quad \text{bez } I_c \quad \delta_{m6} = \delta_{m2} = -\frac{R_g}{R_i + R_g}, \quad (16)$$

a składniki adytywne błędu przetwarzania, dla układu z pełną kompensacją ( $\Delta_{a5}$ ) i tylko z napięciową ( $\Delta_{a6}$ ), tak zdefiniowane, jak w zależności (3):

$$\text{z } I_c \quad \Delta_{a5} = k_{u0}[U_{io} - U_c + (I_c - I_{ib})(R_g \| R_i \| R_c)], \quad (17)$$

$$\text{bez } I_c \quad \Delta_{a6} = k_{u0}[U_{io} - U_c - I_{ib}(R_g \| R_i)]. \quad (18)$$

Analiza dwóch ostatnich zależności wykazuje, że na składniki błędu zera, pochodzące od źródeł napięciowych  $U_{io}$  i  $U_c$  nie ma wpływu rezystancja źródła sygnału  $R_g$ . Zmiany tej rezystancji będą zmieniały tylko składnik zależny od prądów. W tym przypadku nierozróżnialny pomiarowo jest oddzielny wpływ źródeł  $U_{io}$  i  $U_c$  na wyjściowe napięcie i uzasadnione jest wprowadzenie oznaczenia zastępczego (wypadkowego) niezrównoważenia napięciowego

$$U_{ioS} = U_{io} - U_c. \quad (19)$$

W układzie z rys. 4b z obu źródłami kompensującymi, prądowym na wejściu a napięciowym na wyjściu:

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i \| R_c + R_g} \right) \left[ E_g + \left( U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} \right) \left( 1 + \frac{R_g}{R_i \| R_c} \right) + (I_c - I_{ib})R_g \right], \quad (20)$$

a bez oddzielnej kompensacji prądowej ( $I_c = 0$  A,  $R_c \Rightarrow \infty \Omega$ ):

$$U_o = k_{u0} \left( 1 - \frac{R_g}{R_i + R_g} \right) \left[ E_g + \left( U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} \right) \left( 1 + \frac{R_g}{R_i} \right) - I_{ib}R_g \right]. \quad (21)$$

Składniki multiplikatywne błędu przetwarzania  $\delta_{m7}$  i  $\delta_{m8}$  są dokładnie takie same, jak dla układu z rys. 4a, odpowiednio

$$\text{z } I_c \quad \delta_{m7} = \delta_{m5} = \delta_{m1} \quad \text{i bez } I_c \quad \delta_{m8} = \delta_{m6} = \delta_{m2}, \quad (22)$$

natomiast w składnikach adytywnych błędu jest zmiana; napięcie kompensującego  $U_c$  jest dzielony przez własną transmitancję przetwornika  $k_{u0}$ :

$$\text{ze źródłem } I_c \quad \Delta_{a7} = k_{u0} \left[ U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} + (I_c - I_{ib})(R_g \| R_i \| R_c) \right]. \quad (23)$$

bez źródła  $I_c$

$$\Delta_{a8} = k_{u0} \left[ U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}} - I_{ib} (R_g \parallel R_i) \right]. \quad (24)$$

Wnioski są identyczne jak dla układu z rys. 4a, sformułowane po zależnościach (17) i (18), a zastępcze niezrównoważenie napięciowe jest tym razem równe:

$$U_{ioS} = U_{io} - \frac{U_c}{k_{u0}}. \quad (25)$$

Reasumując, proponowany zmieniony schemat zastępczy likwiduje komplikację związaną z różnymi zależnościami od rezystancji źródła  $R_g$  składników błędu zera pochodzących od źródeł napięciowych  $U_{io}$  i  $U_c$ . Pozostaje jedynie zależność od tej rezystancji składników pochodzących od źródeł prądowych  $I_{ib}$  i  $I_c$ , co jest oczywiste, ze względu na napięciowy charakter zdefiniowanego błędu zera.

Do wyznaczenia wartości wszystkich elementów, łącznie z  $R_o$  proponowanego schematu zastępczego wystarczy pięć pomiarów, przy czym dla uproszczenia zapisu wprowadzono oznaczenia zastępczego napięcia niezrównoważenia  $U_{ioS}$  jak w zal. (19) i (25), a zastępczego prądu polaryzacji  $I_{ibS}$  i rezystancji wejściowej  $R_{iS}$ :

$$I_{ibS} = I_c - I_{ib}, \quad R_{iS} = R_i \parallel R_c. \quad (26)$$

Pięć pomiarów napięcia wyjściowego  $U_o$  należy wykonać przy dwóch wartościach trzech wielkości: sygnału źródła  $E_g$ , rezystancji źródła  $R_g$  i rezystancji obciążenia wyjścia  $R_L$ :

a)  $E_g = 0 \text{ V}$ ,  $R_g = 0 \text{ } \Omega$ ,  $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{oa} = k_{u0} U_{ioS}, \quad (27)$$

b)  $E_g = 0 \text{ V}$ ,  $R_g$  znane,  $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{ob} = k_{u0} (U_{ioS} + I_{ibS} R_g D), \quad (28)$$

gdzie  $D$  to podział wejściowego dzielnika napięciowego

$$D = \frac{R_{iS}}{R_{iS} + R_g}, \quad (29)$$

c)  $E_g$  znane,  $R_g = 0 \text{ } \Omega$ ,  $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{oc} = k_{u0} (E_g + U_{ioS}), \quad (30)$$

d)  $E_g$  znane, jak w c),  $R_g$  znane, jak w b),  $R_L \rightarrow \infty \text{ } \Omega$

$$U_{od} = k_{u0} (E_g D + U_{ioS} + I_{ibS} R_g D), \quad (31)$$



e)  $E_g$  znane, jak w c),  $R_g = 0 \Omega$ ,  $R_L$  znane

$$U_{oe} = k_{u0} \frac{R_L}{R_L + R_o} (E_g + U_{ioS}). \quad (32)$$

Proste przekształcenia zależności (27)...(32) dają końcowe zależności do obliczenia wartości elementów schematu zastępczego przetwornika napięciowego z rys. 4:

$$k_{u0} = \frac{U_{oc} - U_{oa}}{E_g}, \quad (33)$$

$$U_{ioS} = \frac{U_{oa}}{k_{u0}}, \quad (34)$$

$$D = \frac{U_{od} - U_{ob}}{k_{u0} E_g} = \frac{U_{od} - U_{ob}}{U_{oc} - U_{oa}} \Rightarrow R_{iS} = R_g \frac{D}{1 - D}, \quad (35)$$

$$I_{ibS} = \frac{U_{ob} - U_{oa}}{k_{u0} R_g D}, \quad (36)$$

$$R_o = R_L \left( \frac{U_{oc}}{U_{oe}} - 1 \right). \quad (37)$$

### 3. PRZYKŁAD ZASTOSOWANIA PROPONOWANEGO MODELU

Celem badania w Laboratorium Elektrometrii I-29 PWr było wyznaczenie zastępczych parametrów napięciowego wzmacniacza instrumentalnego – precyzyjnego wzmacniacza różnicowego, w wersji elektrometrycznej przy sterowaniu wejścia nieodwracającego czyli sygnałem niesymetrycznym, w odniesieniu do masy układu. Nie zamierzano włączać do algorytmu badań wyznaczenia rezystancji wyjściowej  $R_o$  o spodziewanej wartości poniżej kilkudziesięciu  $m\Omega$ , uznano bowiem że jest to prosta i bezdyskusyjna procedura, a przy takiej spodziewanej wartości nie dająca wiarygodnego wyniku w warunkach zwykłego laboratorium. Przyjęto, że spełnione są warunki dla zastąpienia tego wzmacniacza najprostszym schematem z rys. 3 i 4. Miał on jedno źródło kompensacji, napięciowe na wyjściu układu, czyli zgodnie z rys. 4.b.

Wykonano pomiary SEM źródła  $E_g$  oraz napięcia wyjściowego  $U_o$  za pomocą wysokiej klasy woltmierzcy cyfrowych o rezystancji wejściowej  $R_V = 10 M\Omega$ , co z pewnością spełniło warunek pomijalności wpływu  $R_o$  wzmacniacza na wyniki odczytu. Wyniki wraz z warunkami pomiaru zamieszczono w tab. 1.

Tabela 1. Wyniki badań wejścia nieodwracającego wzmacniacza instrumentalnego

Oznaczenie pomiaru i wielkości	Zmierzone $U_o$ [V]	Warunki pomiaru	
		$E_g$ [V]	$R_g$ [ $\Omega$ ]
$a, U_{oa}$	0,2056 m	0	0
$b, U_{ob}$	2,7125 m	0	1,00 G
$c, U_{oc}$	1,000234	1,000009	0
$d, U_{od}$	0,996828	1,000009	1,00 G

Zastosowano zależności analityczne (33)...(36) dla schematu zastępczego z rys. 4b i po przekształceniach otrzymano wyniki:

$$k_{u0} = \frac{U_{oc} - U_{oa}}{E_g} = 1,000019 \frac{V}{V} \approx 1,0000 \frac{V}{V}, \quad (38)$$

$$U_{ioS} = \frac{U_{oa}}{k_{u0}} = 0,2056 \text{ mV} \approx 0,206 \text{ mV}, \quad (39)$$

$$D = \frac{U_{od} - U_{ob}}{U_{oc} - U_{oa}} = 0,994087 = \frac{R_{iS}}{R_{iS} + R_g}, \quad (40)$$

$$R_{iS} = R_g \frac{D}{1 - D} = 168 \text{ G}\Omega, \quad (41)$$

$$I_{ibS} = \frac{U_{ob} - U_{oa}}{k_{u0} D R_g} = \frac{U_{ob} - U_{oa}}{k_{u0} (R_{iS} \parallel R_g)} = -2,52 \text{ pA}. \quad (42)$$

Wartości parametrów  $R_{iS}$  i  $I_{ibS}$  nie są rewelacyjne, jak na elektrometrię, ale badania przeprowadzono w warunkach realnej pracy wzmacniacza, wraz z kablami i złączami przyłączeniowymi na wejściu.

Zaproponowany i zastosowany schemat zastępczy wzmacniacza oraz algorytm wyznaczania jego parametrów daje jednoznaczne wyniki, bez konieczności wprowadzania dodatkowych warunków, jak to próbują sugerować niektóre źródła (np. w [4] zakłada się teoretyczną, typową wartość prądu polaryzacji). Jedną z prawdopodobnych przyczyn takich prób jest trzymanie się kurczowo tradycyjnego schematu zastępczego, pomijanie istniejących w układzie źródeł do kompensacji niezrównoważenia i wynikające stąd formalne trudności analityczne.

#### LITERATURA

- [1] ANALOG DEVICES, Inc., *Amplifier Reference Manual*, USA, 1992, 2–119.
- [2] ANALOG DEVICES, Inc., *Amplifier Application Guide*, USA, 1992, III–9.
- [3] KŁOS Z., *Pomiary elektrometryczne*, WKŁ, Warszawa 2008, 37.

- [4] KŁOS Z., *Problematyka wzorcowania aparatury elektrometrycznej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2004, 199–204.
- [5] KULKA Z., NADACHOWSKI M., *Liniowe układy scalone i ich zastosowanie*, WKŁ, Warszawa 1974, s. 35 i 45.
- [6] MCGHEE J., KULESZA W., KORCZYŃSKI M.J., HENDERSON J.A., *Measurement data handling*, Vol. 2: *Hardware technique*, The Technical University of Łódź, Łódź, Poland 2001, 115.
- [7] NAWROCKI Z., *Wzmacniacze operacyjne i przetworniki pomiarowe*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2008, s. 31, 35 i 39.

#### REVISED THE EQUIVALENT CIRCUIT OF THE VOLTAGE TRANSMITTER AND DETERMINATION ITS PARAMETERS

Proposed the modified equivalent circuit of the voltage signal transmitter i.e. voltage amplifier. This modification is the change the offset voltage source location and is recommended for analysis of constant voltage circuits, such as in electrometric research. The adoption of the new equivalent circuit to analyze the transmitter enables easy and unambiguous determination its parameters.