ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2000
Seria: ELEKTRYKA z. 167 Nr kol. 1422

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI

PRĄDOWY WZMACNIACZ OPERACYJNY — KONCEPCJA I WŁAŚCIWOŚCI

Streszczenie. Przedstawiono koncepcję prądowego wzmacniacza operacyjnego (PWO) o jednym wejściu i dwóch wyjściach. Pokazano jego obwód zastępczy idealny i rzeczywisty. Podano osiem przykładowych realizacji PWO z zastosowaniem wzmacniaczy jednostkowych, wzmacniaczy operacyjnych, luster prądowych, konwejerów prądowych różnicowo-różnicowych wzmacniaczy operacyjnych oraz wzmacniaczy transkonduktancyjnych. Dokonano analizy pracy PWO o skończonym i nieskończonym wzmocnieniu prądowym K w obwodach z admitancjami zewnętrznymi. Przedstawiono przykłady zastosowań PWO jako wzmacniaczy prądowych i filtrów wszechprzepustowych.

CURRENT OPERATIONAL AMPLIFIER: CONCEPTION AND PROPERTIES

Summary. Conception of a current operational amplifier with one input and two outputs has been presented. The ideal and real equivalent circuits have been shown. Eight exemplary realisations of the current operational amplifier (COA) with application of voltage followers, operational amplifiers, current mirrors, current conveyors, differential-difference operational amplifier and transconductance amplifiers have been given. Analysis of operation of COA with finite and infinite current gain K in the circuits with external admittances, has been made. The examplary applications of COA as current amplifiers and all-pass filters have been presented.

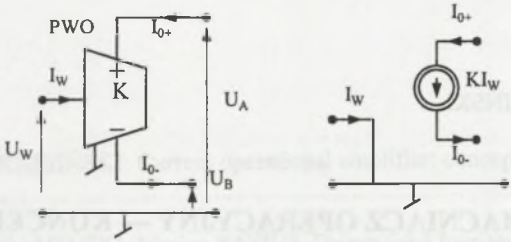
1. WSTĘP

W analogowych obwodach aktywnych z sygnałami ciągłymi pojawiło się w ostatnich kilku latach dużo nowych koncepcji układów przetwarzających sygnały prądowe. W stosunku do obwodów pracujących na sygnałach napięciowych posiadają one wiele korzystniejszych cech, takich jak: szersze pasmo przetwarzanych sygnałów, bardziej liniowy i większy zakres dynamiki sygnałów, prostszą konstrukcję wewnętrzną ze stosunkowo małym poborem mocy oraz łatwością zastosowań. W obwodach tych jako elementy aktywne stosuje się dotychczas wzmacniacze transkonduktancyjne (OTA) oraz konwejery prądowe (CCII). Uzupełnieniem ich może być proponowany w niniejszej pracy prądowy wzmacniacz operacyjny (PWO), posiadający jeden zacisk wejściowy i dwa wyjściowe (rys. 1a). Opisują go zależności:

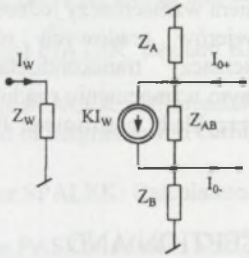
$$I_{0+} = I_{0-} = KI_W = I_0 \tag{1}$$

oraz

$$U_W = 0, \quad U_A, U_B - \text{dowolne}. \tag{2}$$



Rys.1. Prądowy wzmacniacz operacyjny (a) oraz jego idealny obwód zastępczy (b)
Fig. 1. Current operational amplifier (a) and its equivalent circuit (b)



Rys. 2. Obwód zastępczy nieidealnego prądowego wzmacniacza operacyjnego
Fig. 2. Equivalent circuit of non-ideal current operational amplifier

Jego idealnym obwodem zastępczym jest źródło prądowe sterowane prądem (rys. 1b), o jednym zacisku wejściowym uziemionym.

W zależności od sposobu jego realizacji praktycznej wzmacniacz ten może posiadać skończone wartości impedancji zarówno wejściowej Z_W, jak i wyjściowych Z_{AB}, Z_A i Z_B (rys. 2).

Jeżeli PWO ma być stosowany w obwodach aktywnych jako wzmacniacz dualny w stosunku do klasycznego wzmacniacza operacyjnego, to jego wzmocnienie prądowe K powinno być jak największe, a teoretycznie nieskończenie duże.

2. REALIZACJE PRAKTYCZNE PWO

Najbardziej optymalną realizacją PWO pod względem uzyskanych właściwości wydaje się być koncepcja oparta na układach stosowanych do realizacji konwejerów prądowych (CCII) i wzmacniaczy operacyjnych z prądowym sprzężeniem zwrotnym (CFOA). Są to jednostkowe wzmacniacze napięciowe (wtórniki, VF) oraz lustra prądowe (CM), wykonane techniką bipolarną lub polową. Ogólny schemat PWO, zawierający dwa wtórniki oraz trzy pary luster prądowych, może mieć postać jak na rys. 3.

Jego wzmocnienie prądowe dla idealnego wtórnika napięciowego ma wartość:

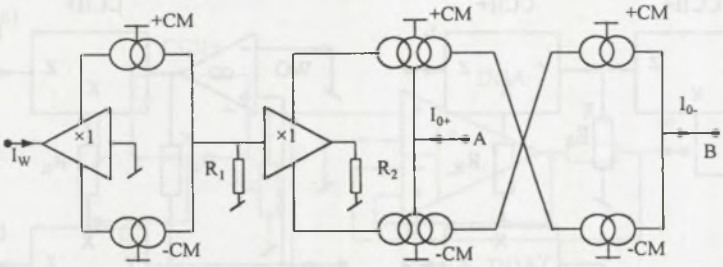
$$K = \frac{I_{0+}}{I_W} = \frac{I_{0-}}{I_W} = \frac{R_1}{R_2}. \tag{3}$$

Uwzględniając impedancję wejściową Z_W wtórnika rzeczywistego oraz jego impedancję wyjściową Z_X otrzymuje się:

$$K = \frac{R_1 Z_W}{(R_1 + Z_W)(R_2 + Z_X)}. \tag{4}$$

Aby uzyskać jak największą wartość tego wzmocnienia, należy przyjąć dla rezystancji zewnętrznych $R_1 \to \infty$, $R_2 \to 0$, przez co otrzymuje się:

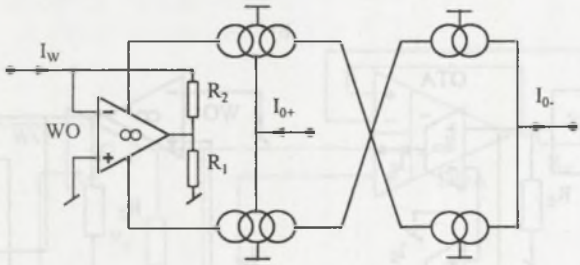
$$K = \frac{Z_W}{Z_X}. \tag{5}$$



Rys. 3. Ogólny schemat PWO z zastosowaniem wtórników napięciowych i luster prądowych
Fig. 3. COA general scheme using voltage followers and current mirrors

W układach praktycznych dla częstotliwości mniejszych od granicznej można przyjąć $|Z_W| \approx 10^7\ \Omega$, $|Z_X| \approx 10^2\ \Omega$, co daje wartość K rzędu 10^5.

Innym rozwiązaniem konstrukcji PWO nadającym się do realizacji zintegrowanej jest układ pokazany na rys. 4.

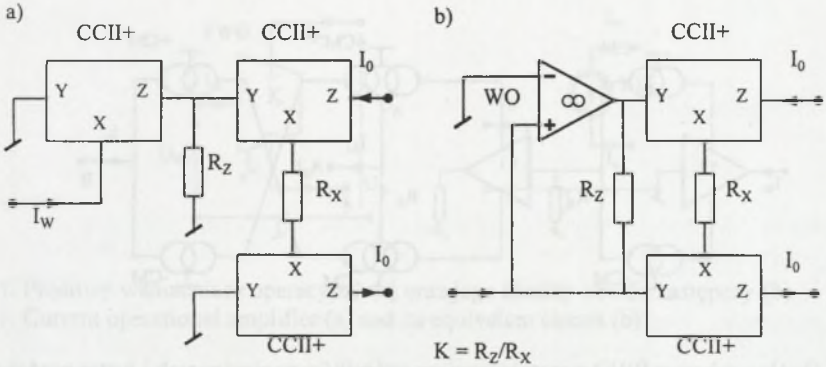


Rys. 4. Realizacja PWO z zastosowaniem WO i luster prądowych
Fig. 4. COA realisation using operational amplifiers and current mirrors

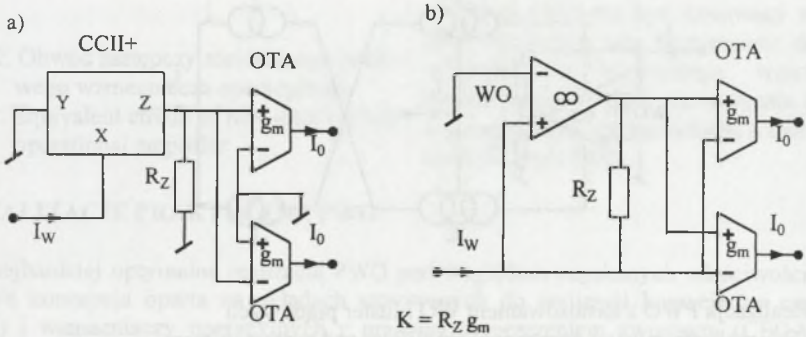
Wymaga on jednak zastosowania wzmacniacza napięciowego różnicowego o dużym wzmocnieniu (WO), co bardziej komplikuje jego strukturę. Opisuje go zależność:

$$I_0 = I_W(1 - \frac{R_2}{R_1}) . \qquad (6)$$

Duże wzmocnienie prądowe uzyskuje się przez rozwarcie pętli sprzężenia zwrotnego WO ($R_2 \to \infty$) lub zwarcie jego wyjścia do masy ($R_1 \to 0$). W jednostkowych zastosowaniach praktycznych PWO można je realizować za pomocą dostępnych firmowych wzmacniaczy scalonych, takich jak: klasyczny WO, konwejer prądowy (AD 844, OPA 660), wzmacniacz transkonduktancyjny (LM 13700, LT 1228) lub wzmacniacz operacyjny różnicowo-różnicowy (differential difference amplifier – DDA), (AD 830). Na rysunkach od 5 do 7 pokazano sześć przykładowych rozwiązań PWO z wykorzystaniem w stopniu wejściowym zacisku X konwejera prądowego lub zacisku (-) WO.

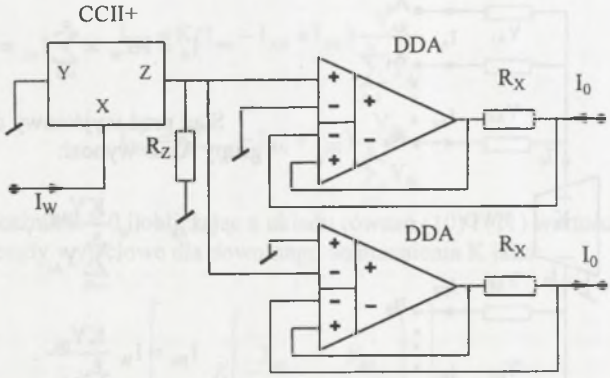


Rys. 5. Realizacje PWO z zastosowaniem konwejerów prądowych w stopniu wyjściowym
Fig. 5. COA realisation using current conveyors at output stage

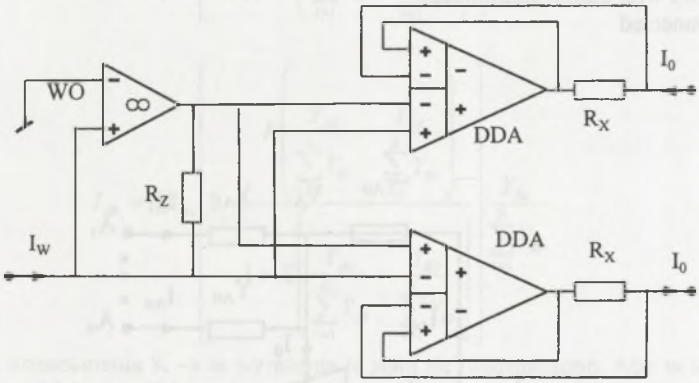


Rys. 6. Realizacje PWO z zastosowaniem w stopniu wyjściowym wzmacniaczy transkonduktancyjnych (OTA)
Fig. 6. COA realisation using transconductance amplifiers at output stage

a)



b)

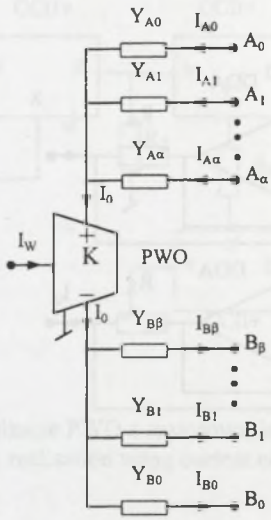


Rys. 7. Realizacje PWO z zastosowaniem w stopniu wyjściowym różnicowo-różnicowych wzmacniaczy operacyjnych (DDA)

Fig. 7. COA realisation using differential-difference operational amplifiers at output stage

3. ANALIZA PRACY PWO W OBWODACH Z ELEMENTAMI ZEWNĘTRZNYMI

Na rys. 8 pokazano PWO o wzmocnieniu K, pracujący w układzie z dołączonymi do jego zacisków wyjściowych pewnymi admitancjami Y_{Ai} i Y_{Bi}.



Rys. 8. PWO z dołączonymi admitancjami wyjściowymi
Fig. 8. COA with output admittances connected

Na podstawie wzoru (1):

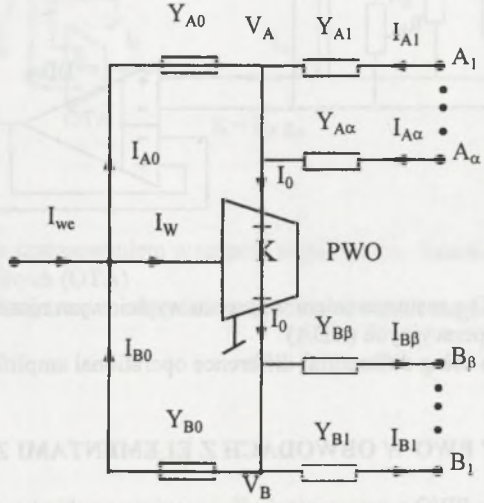
$$I_0 = KI_W = \sum_{i=0}^{\alpha} I_{Ai} = \sum_{i=0}^{\beta} I_{Bi} . \tag{7}$$

Stąd prąd wyjściowy dowolnego zacisku z grupy A i B wynosi:

$$I_{Ak} = I_W \frac{KY_{Ak}}{\sum_{i=0}^{\alpha} Y_{Ai}} , \tag{8}$$

$$I_{Bk} = I_W \frac{KY_{Bk}}{\sum_{i=0}^{\beta} Y_{Bi}} . \tag{9}$$

Niektóre zaciski wyjściowe mogą być połączone z zaciskiem wejściowym wprowadzając sprzężenie zwrotne, dając układ pokazany na rys. 9.



Rys. 9. Praca PWO w układzie ze sprzężeniami zwrotnymi
Fig. 9. Current operational amplifier with feedback

W układzie tym prądy w poszczególnych gałęziach z admitancjami Y_{Ai} i Y_{Bi} mają wartości:

$$I_{Ak} = K(I_{we} - I_{A0} + I_{B0})\frac{Y_{Ak}}{\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}}, \tag{10}$$

$$I_{Bk} = K(I_{we} - I_{A0} + I_{B0})\frac{Y_{Bk}}{\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}. \tag{11}$$

Wstawiając wskaźnik k = 0 i obliczając a układu równań (10) i (11) wartości prądów I_{A0} i I_{B0} można określić prądy wyjściowe dla dowolnego wzmocnienia K jako:

$$I_{Ak} = KI_{we}\left[1 - \frac{K\left(\frac{Y_{A0}}{\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}} - \frac{Y_{B0}}{\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}\right)}{1 + K\left(\frac{Y_{A0}}{\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}} - \frac{Y_{B0}}{\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}\right)}\right]\frac{Y_{Ak}}{\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}}, \tag{12}$$

$$I_{Bk} = KI_{we}\left[1 - \frac{K\left(\frac{Y_{A0}}{\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}} - \frac{Y_{B0}}{\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}\right)}{1 + K\left(\frac{Y_{A0}}{\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}} - \frac{Y_{B0}}{\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}\right)}\right]\frac{Y_{Bk}}{\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}. \tag{13}$$

Jednak dla wzmocnienia $K \to \infty$ wyrażenia te stają się nieoznaczone. Aby w tej sytuacji określić prądy zacisków wyjściowych, należy pośrednio skorzystać z obliczeń potencjałów V_A i V_B obu zacisków wyjściowych samego wzmacniacza. Dla $K \to \infty$ zachodzą następujące zależności:

$$I_{A0} = V_A Y_{A0}, \tag{14}$$

$$I_{B0} = V_B Y_{B0}, \tag{15}$$

$$I_{we} = I_{A0} - I_{B0}, \tag{16}$$

$$V_A \sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai} + I_{A0} = V_B \sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi} + I_{B0}. \tag{17}$$

Na ich podstawie potencjały te mają wartości:

$$V_A = I_{we}\frac{Y_{B0} + \sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}{Y_{A0}\sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi} - Y_{B0}\sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}}, \tag{18}$$

$$V_B = I_{we} \frac{Y_{A0} + \sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai}}{Y_{B0} \sum_{i=1}^{\alpha} Y_{Ai} - Y_{A0} \sum_{i=1}^{\beta} Y_{Bi}}. \tag{19}$$

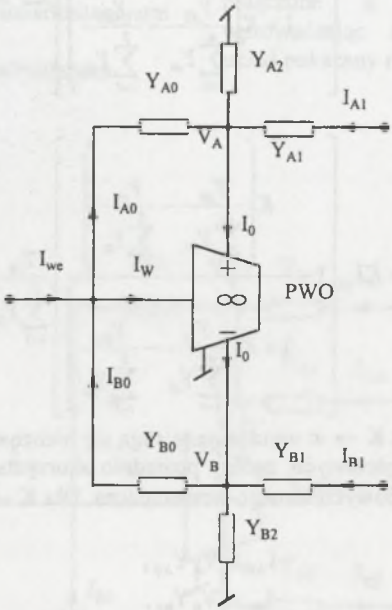
Stąd prądy wyjściowe:

$$I_{Ak} = V_A Y_{Ak}, \tag{20}$$

$$I_{Bk} = V_B Y_{Bk}. \tag{21}$$

4. PEWNE UŻYTECZNE PRAKTYCZNIE UKŁADY PRACY PWO

W praktycznych zastosowaniach PWO potrzebna ilość elementów zewnętrznych jest na ogół ograniczona do kilku. W tej sytuacji najbardziej uniwersalnym układem pracy PWO o nieskończonym wzmocnieniu, z którego w prosty sposób można wyprowadzić wiele układów elementarnych, jest obwód z sześcioma impedancjami zewnętrznymi pokazany na rys. 10.



Rys. 10. Uniwersalny układ pracy PWO z sześcioma impedancjami zewnętrznymi
Fig. 10. COA versatile operation circuit with six external impedances

Na podstawie relacji (18) (19) (20) i (21) prądy wyjściowe w tym obwodzie mają wartości:

$$I_A = I_{we} \frac{Y_{A1}(Y_{B0} + Y_{B1} + Y_{B2})}{Y_{A0}(Y_{B1} + Y_{B2}) - Y_{B0}(Y_{A1} + Y_{A2})}, \tag{22}$$

$$I_B = -I_{we}\frac{Y_{B1}(Y_{A0}+Y_{A1}+Y_{A2})}{Y_{A0}(Y_{B1}+Y_{B2})-Y_{B0}(Y_{A1}+Y_{A2})}. \tag{23}$$

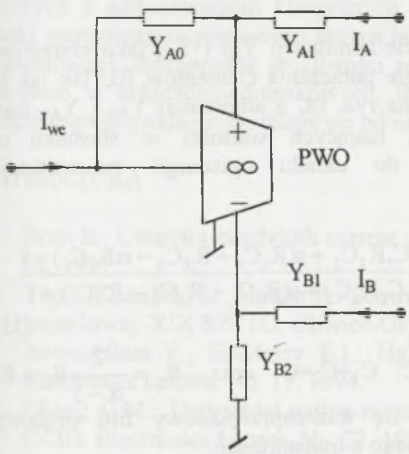
Dla założeń $Y_{A2} = Y_{B0} = 0$ otrzymuje się prosty układ dwuwyjściowego wzmacniacza prądowego pokazany na rys. 11, którego prądy wyjściowe opisują zależności:

$$I_A = I_{we}\frac{Y_{A1}}{Y_{A0}}, \tag{24}$$

$$I_B = -I_{we}\frac{1+\frac{Y_{A1}}{Y_{A0}}}{1+\frac{Y_{B2}}{Y_{B1}}}. \tag{25}$$

W układzie tym prąd wyjściowy zacisku I_B dla $Y_{B2} = 0$ nie zależy od admitancji tej gałęzi, a zatem także od admitancji przyłączonego do niej odbiornika sygnału i ma wartość:

$$I_B = -I_{we}(1+\frac{Y_{A1}}{Y_{A0}}). \tag{26}$$



Rys. 11. Prosty układ dwuwyjściowego wzmacniacza prądowego

Fig. 11. Simple circuit for two-output current amplifier

Łącząc razem zaciski wyjściowe układu z rys. 10 otrzymuje się jeden prąd wyjściowy I_{wy}, będący sumą prądów gałęziowych I_A i I_B i wtedy transmitancja prądowa całego obwodu ma postać:

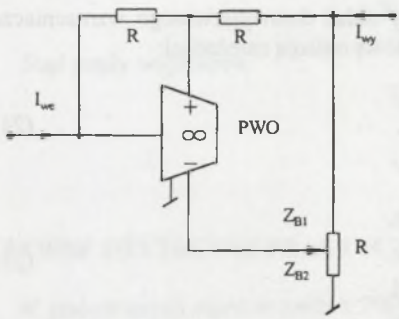
$$T_1 = \frac{I_{wy}}{I_{we}} = \frac{Y_{A1}(Y_{B0}+Y_{B2})-Y_{B1}(Y_{A0}+Y_{A2})}{Y_{A0}(Y_{B1}+Y_{B2})-Y_{B0}(Y_{A1}+Y_{A2})}, \tag{27}$$

która dla obciążeń wyrażonych jako impedancje przybiera postać:

$$T_1 = \frac{\frac{Z_{B0}+Z_{B2}}{Z_{A1}Z_{B0}Z_{B2}} - \frac{Z_{A0}+Z_{A2}}{Z_{B1}Z_{A0}Z_{A2}}}{\frac{Z_{B1}+Z_{B2}}{Z_{A0}Z_{B1}Z_{B2}} - \frac{Z_{B1}+Z_{B2}}{Z_{B0}Z_{A1}Z_{A2}}}. \tag{28}$$

Podobnie, łącząc razem zaciski wyjściowe układu z rys. 11, otrzymuje się transmitancję prądową:

$$T_2 = \frac{I_{wy}}{I_{we}} = \frac{\frac{Y_{A1}}{Y_{A0}}\frac{Y_{B2}}{Y_{B1}}-1}{\frac{Y_{B2}}{Y_{B1}}+1} = \frac{\frac{Y_{A1}}{Y_{A0}}-\frac{Y_{B1}}{Y_{B2}}}{1+\frac{Y_{B1}}{Y_{B2}}}. \tag{29}$$



Rys. 12. Wzmacniacz prądowy o przestrajanym znaku współczynnika wzmocnienia
Fig. 12. Current amplifier with tuned amplification coefficient sign

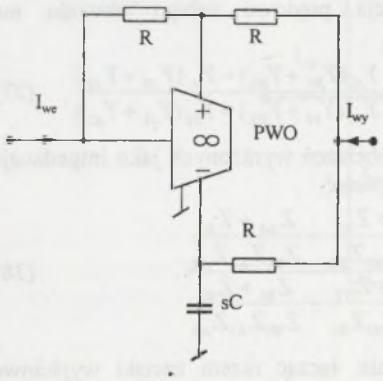
Na podstawie tej relacji można zbudować wzmacniacz prądowy, o przestrajanym znaku oraz wartości wzmocnienia, pokazany na rys. 12, zawierający potencjometr o rezystancji R.

Przy założeniach: $Z_{A1} = Z_{A0} = R$ oraz $Z_{B1} = (1 - \alpha)R$, $Z_{B2} = \alpha R$ otrzymuje się:

$$T = \frac{1 - \frac{Z_{B2}}{Z_{B1}}}{1 + \frac{Z_{B2}}{Z_{B1}}} = \frac{1 - \frac{1-\alpha}{\alpha}}{1 + \frac{1-\alpha}{\alpha}} = 2\alpha - 1, \tag{30}$$

co oznacza, że zmieniając położenie suwaka potencjometru od jego dolnego do górnego położenia, uzyskuje się wartości wzmocnienia w zakresie od –1 do 1. Jeżeli w relacji (29) założy się $Y_{B1} = Y_{A1} = Y_{A0} = 1/R$ oraz $Y_{B2} = sC$, wtedy otrzymuje się filtr wszechprzepustowy rzędu pierwszego dla sygnałów prądowych pokazany na rys. 13 o transmitancji:

$$T_{W1} = \frac{I_{wy}}{I_{we}} = -\frac{1 - sRC}{1 + sRC}. \tag{31}$$



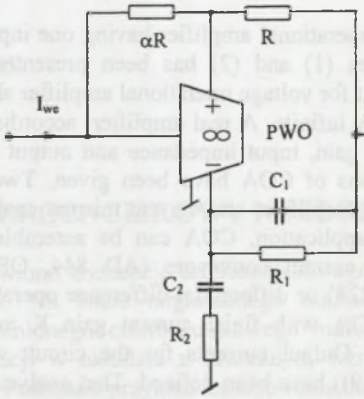
Rys. 13. Filtr wszechprzepustowy rzędu pierwszego dla sygnałów prądowych
Fig. 13. First-order all-pass filter for current signals

Przyjęcie admitancji Y_{B1} i Y_{B2} jako szeregowe i równoległe połączenia elementów RC tak jak to pokazano na rys. 14, a admitancji Y_{A0} i Y_{A1} jako rezystancji mających wartości w stosunku α, prowadzi do układu opisanego transmitancją prądową:

$$T = -\frac{s^2R_1C_1R_2C_2 + s(R_1C_1 + R_2C_2 - \alpha R_2C_1) + 1}{s^2R_1C_1R_2C_2 + s(R_1C_1 + R_2C_2 + R_2C_1) + 1}. \tag{32}$$

Zakładając: $C_1 = C_2 = C$ oraz $R_2 = \frac{2}{\alpha - 3}R_1 = R$ otrzymuje się wszechprzepustowy filtr prądowy rzędu drugiego o transmitancji:

$$T = -\frac{s^2R^2C^2\frac{2}{\alpha-3} - sRC\frac{\alpha+1}{\alpha-3} + 1}{s^2R^2C^2\frac{2}{\alpha-3} + sRC\frac{\alpha+1}{\alpha-3} + 1}. \tag{33}$$



Rys. 14. Filtr wszechprzepustowy rzędu drugiego dla sygnałów prądowych
Fig. 14. Second-order all-pass filter for current signals

5. UWAGI KOŃCOWE

Przedstawiona koncepcja prądowego wzmacniacza operacyjnego pozwala realizować układy pracujące na sygnałach prądowych podobnie jak wykonuje się to dla układów napięciowych z zastosowaniem klasycznych wzmacniaczy operacyjnych. Przedstawione proste bloki przetwarzania prądowego można łączyć w układy realizujące bardziej złożone funkcje transmitancji. Różnorodne możliwości realizacji struktur PWO umożliwia jego stosowanie zarówno w układach jednostkowych, jak i powielanych. Przyjęcie dużego wzmocnienia prądowego pozwala uniezależnić się od nieidealności rzeczywistych modeli PWO.

LITERATURA

1. Brun E.: Constant-bandvidth current mode operational amplifier. Electronics Letters, No. 18, 1991.
2. Topór-Kamiński L., Holajn P.: Sterowane prądem źródło prądowe o ujemnej impedancji wejściowej. XIX SPETO, Gliwice-Usytroń, 1996.
3. Abou-Allam E., El-Masry E.I.: Hgh VCMRR CMOS current operational amplifier. Electronics Letters, No. 13, 1994.
4. Chang C.M.: Universdal active current filter with single input and three outputs using CCIIs. Electronics Letters, No. 22, 1993.
5. Nandi R.: Precise insensitive current-mode third-order lowpass Butterworth characteristics. IEE Proc. CDS, No. 4, 1996.
6. Payne A., Taumazou Ch.: Analog amplifiers: clasification and generalization. IEEE Trans. CAS-I, No. 1, 1996.

Wpłynęło do Redakcji dnia 1 października 1999 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Ryszard Nawrowski
Profesor Politechniki Poznańskiej

Abstract

Conception of a current operational amplifier having one input and two outputs (Fig. 1) described by the dependences (1) and (2) has been presented. The current operational amplifier used as a dual circuit for voltage operational amplifier should have a gain K, whose value is very large and ideally infinite. A real amplifier, according to a practical realisation method, has finite values of: gain, input impedance and output impedances (Fig. 2). Eight exemplary practical realisations of COA have been given. Two ones with application of voltage followers, operational amplifiers and current mirrors enable construction of COA as integrate circuits. In single application, COA can be assembled from ready commercial electronic devices such as: current conveyors (AD 844, OPA 660), transconductance amplifiers (LM 13700, LT 1228) or differential-difference operational amplifiers (AD 830). Analysis of operation of COA with finite current gain K in the circuit with external admittances, has been done. Output currents for the circuit with and without feedback (relations (8), (9) and (12), (19)) have been defined. That analysis has been extended for the circuits with an amplifier with infinite current gain relations (20) and (21). The examples of some useful COA circuits basing on the circuit with six impedances presented in Fig. 10 and described by relations (22) and (23) have been presented. Basing on it simple current amplifiers with gain (24), (25) and (26) are obtained. By connecting together the output terminals of the circuit shown in Fig. 10 one obtains the circuit with the current transmittance given by the equations (27) or (28) whereas for the circuit in Fig.11 the transmittance (29) is obtained. Basing on them the current amplifier with tuned gain sign (Fig. 12) described by the relation (30) can be realised. Introducing $Y_{B1}=Y_{A1}=Y_{A0}=1/R$ and $Y_{B2}=sC$ into the relation (29) the current mode first-order all-pass filter with the transmittance (31) is obtained. Connecting admittances such as those in Fig. 14 the current mode second order all-pass filter with transmittance (32) is obtained.