Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej Nr 54

XLIX Międzyuczelniana Konferencja Metrologów

MKM 2017

Politechnika Częstochowska, 4-6 września 2017

STRUKTURY PRZETWORNIKÓW JEDNOCZESNYCH ZMIAN DWÓCH PARAMETRÓW DWÓJNIKÓW RC O WYJŚCIU CZĘSTOTLIWOŚCIOWYM

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI[1], **Janusz GUZIK**[2], **Adam PILŚNIAK**[3]

1. Politechnika Śląska, Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki
   tel.: 32 237 25 12, e-mail: leslaw.topor-kaminski@polsl.pl
2. Politechnika Śląska, Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki
   tel.: 32 237 29 91, e-mail: janusz.guzik@polsl.pl
3. Politechnika Śląska, Instytut Metrologii, Elektroniki i Automatyki
   tel.: 32 237 26 54, e-mail: adam.pilsniak@polsl.pl

Streszczenie: W pracy przedstawiono opis struktur nowej klasy przetworników parametrów dwójników RC, np. (R,C) lub (C,tgδ), pozwalających w oparciu o układ oscylatora kwadraturowego rzędu trzeciego na jednoczesny pomiar tych dwóch parametrów, przy czym zmianom jednego z parametrów odpowiadają zmiany wartości pulsacji sygnału wyjściowego przetwornika, natomiast zmianom wartości drugiego z parametrów – odpowiednio – wzrost lub spadek wartości amplitudy generowanych sygnałów. Opisano wybrane warianty realizacji układowych, a także zalety i wady analizowanej klasy przetworników.

Słowa kluczowe: przetwornik zmian składowych impedancji – częstotliwość, oscylator kwadraturowy rzędu trzeciego, transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny.

1. WSTĘP

Jedną z metod pomiaru parametrów (składowych) impedancji Z (lub admitancji Y=1/Z) typu RC (np. Re(Z), Im(Z) oraz Re(Z) / ImZ) jest metoda bazująca na wykorzystaniu przetworników typu „*parametr impedancji / częstotliwość*" pracujących w układzie bezpośrednim lub np. w układzie komparatora [2].

Przetworniki takie budowane są w oparciu o różne warianty układowe oscylatorów różniące się między innymi: liczbą zastosowanych elementów aktywnych / pasywnych, uziemieniem (lub nie) impedancji / admitancji mierzonego dwójnika RC i rzędem $n \geq 2$ równania charakterystycznego opisującego układ oscylatora [1, 3-13].

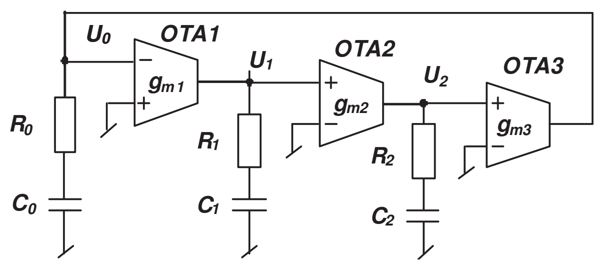
Znane przetworniki składowych impedancji na częstotliwość bazujące na oscylatorach rzędu n=2 umożliwiają na ogół przetwarzanie tylko jednego parametru impedancji, przy czym najczęściej parametr ten wpływa też na warunki wzbudzenia oscylatora.

Z kolei zaletą stosowanych oscylatorów, opisywanych równaniami charakterystycznymi wyższych stopni niż drugi, tj. np. n=3, jest mniejsza zawartość wyższych harmonicznych w wytwarzanych oscylacjach [1, 3-13].

W artykule przedstawiono opis struktur nowej klasy przetworników parametrów dwójnika RC pozwalających w oparciu o układ oscylatora kwadraturowego rzędu trzeciego na jednoczesny pomiar dwóch parametrów, np. (C, tgδ).

2. PODSTAWOWE ZALEŻNOŚCI

W monografii [9] wykazano, że synteza oscylatorów harmonicznych jest tożsama z dwójnikową metodą syntezy układu połączeń kilku dwójników aktywnych i biernych. Przykładowo, na rysunku 1 zamieszczono przykładową realizację przetwornika jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC z zastosowaniem 3 transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA1 – OTA3 [9, 10, 11].



Rys.1. Przetwornik jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC, np. (R_0,C_0) lub (R_1, C_1) lub (R_2,C_2) lub (C_0,tgδ_0) lub (C_1,tgδ_1) lub (C_2,tgδ_2)

Pracę układu przetwornika według rysunku 1 opisuje tutaj równanie charakterystyczne rzędu $n = 3$ postaci $a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 = 0$, gdzie [9, 10]:

$$a_0 = g_{m1} g_{m2} g_{m3},$$
$$a_1 = g_{m1} g_{m2} g_{m3} (R_0 C_0 + R_1 C_1 + R_2 C_2),$$
$$a_2 = g_{m1} g_{m2} g_{m3} \left[R_0 C_0 (R_1 C_1 + R_2 C_2) + R_1 C_1 R_2 C_2\right]$$
$$a_3 = C_0 C_1 C_2 + g_{m1} g_{m2} g_{m3} R_0 C_0 R_1 C_1 R_2 C_2.$$

Wynikają stąd następujące wartości pulsacji oscylacji $\omega_G = \sqrt{a_0 / a_2}$ i $\omega_0 = \sqrt{a_1 / a_3}$ [9,10]:

$$\omega_G = \frac{1}{\sqrt{R_0 C_0 (R_1 C_1 + R_2 C_2) + R_1 C_1 R_2 C_2}} \qquad (1a)$$

oraz

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_1C_1 + R_2C_2)}{C_0C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_0C_0R_1C_1R_2C_2}} \quad \text{c)} \tag{1b}$$

Sygnałami wyjściowymi oscylatora są tutaj U_1, U_2, przy czym występuje dla nich cecha typowa dla oscylatorów kwadraturowych, tj. przesunięcie fazowe tych napięć względem siebie o kąt $\pi/2$.

Ponadto można wykazać [9,10], że jedynie spełnienie warunku $\omega_G=\omega_0$ prowadzi do wytworzenia sygnałów sinusoidalnych U_1 lub U_2 o stałej amplitudzie, czyli do obowiązywania relacji [9-12]:

$$\frac{a_0}{a_2} = \frac{a_1}{a_3} \tag{2a}$$

lub

$$\frac{1}{R_0C_0(R_1C_1 + R_2C_2) + R_1C_1R_2C_2} = \\ = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_1C_1 + R_2C_2)}{C_0C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_0C_0R_1C_1R_2C_2} \tag{2b}$$

gdzie: (R_o, C_0), (R_1, C_1) oraz (R_2, C_2) - parametry dwójników RC wg na rysunku 1. Z kolei dla przyjętych oznaczeń $tg\delta_0=\omega_0R_0C_0$, $tg\delta_1=\omega_0R_1C_1$, $tg\delta_2=\omega_0R_2C_2$ relacja (2b) przyjmuje postać:

$$\frac{1}{tg\delta_0(tg\delta_1 + tg\delta_2) + tg\delta_1 tg\delta_2} = \\ = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(tg\delta_0 + tg\delta_1 + tg\delta_2)}{\omega_0^3 C_0C_1C_2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}tg\delta_0 tg\delta_1 tg\delta_2} \tag{2c}$$

Wynika stąd, że niespełnienie relacji (2a) lub (2b) lub (2c) prowadzi wprost do powstania łatwo stwierdzalnych tłumionych lub narastających oscylacji o wartości pulsacji ω_0.

Opisywane relacje (1a) - (1b) oraz (2a) - (2c) mogą być znacząco uproszczone, w szczególności po przekształceniach [10-12]:

a) dla $R_1 = 0$ otrzymuje się:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_2C_2)}{C_0C_1C_2}}$$

i

$$\frac{1}{tg\delta_0 tg\delta_2} = \\ = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(tg\delta_0 + tg\delta_2)}{\omega_0^3 C_0C_1C_2};$$

b) dla $R_2 = 0$ otrzymuje się:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + R_1C_1)}{C_0C_1C_2}}$$

i

$$\frac{1}{tg\delta_0 tg\delta_1} = \\ = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(tg\delta_0 + tg\delta_1)}{\omega_0^3 C_0C_1C_2};$$

dla $R_1 = R_2 = R$ i $C_1 = C_2 = C$ otrzymuje się:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + 2RC)}{C_0C^2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}R_0C_0R^2C^2}}$$

i

$$\frac{1}{2tg\delta_0 tg\delta + tg^2\delta} = \\ = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(tg\delta_0 + 2tg\delta)}{\omega_0^3 C_0C^2 + g_{m1}g_{m2}g_{m3}tg\delta_0 tg\delta^2}.$$

3. WYBRANE STRUKTURY PRZETWORNIKÓW JEDNOCZESNYCH ZMIAN PARAMETRÓW DWÓJNIKÓW RC

Analizowany przetwornik według rysunku 1 pozwala zatem na pomiary dwuparametrowe – jedna składowa impedancji dwójnika RC (np. (R_0,C_0) lub (R_1, C_1) lub (R_2,C_2) lub $(C_0,tg\delta_0)$ lub $(C_1,tg\delta_1)$ lub $(C_2,tg\delta_2)$) przetwarzana jest wprost na sygnał wyjściowy U_1 lub U_2 o pulsacji ω_0, natomiast druga składowa impedancji wyznaczana jest z warunków (2a) lub (2b) lub (2c) - tj. z równości amplitud sygnału U_1 lub U_2.

W dalszym ciągu rozpatrzono przypadek realizacji struktur przetworników do pomiaru składowych $(C_0,tg\delta_0)$ przy założeniu, że $tg\delta= tg\delta_1=tg\delta_2=\omega_0RC$. Wówczas po uproszczeniach można zapisać [12]:

$$\omega_0 = f(C_0) = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(R_0C_0 + 2RC)}{C_0C^2}} \tag{3a}$$

oraz

$$\frac{1}{2tg\delta\ tg\delta_0} = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}(tg\delta_0 + 2tg\delta)}{\omega_0^3 C_0C^2} \tag{3b}$$

Równanie przetwarzania (3b) względem drugiego parametru ($tg\delta_0$) wynika z faktu wytworzenia i mierzalnego stwierdzenia sygnałów sinusoidalnych U_1 lub U_2 o takiej samej, stałej amplitudzie.

Odpowiedni dobór nastawy wartości $tg\delta=\omega_0RC$ wynika z rozwiązania równania (3b) względem $tg\delta$, które jest równaniem kwadratowym postaci:

$$tg^2\delta + \frac{1}{2}tg\delta_0 tg\delta - \frac{\omega_0^3 C_0C^2}{4tg\delta_0 g_{m1}g_{m2}g_{m3}} = 0 \tag{4a}$$

Rozwiązanie to jest wtedy następujące [12]:

$$tg\delta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\omega_0^3 C_0C^2}{tg\delta_0 g_{m1}g_{m2}g_{m3}}} = \frac{const}{\sqrt{tg\delta_0}} \tag{4b}$$

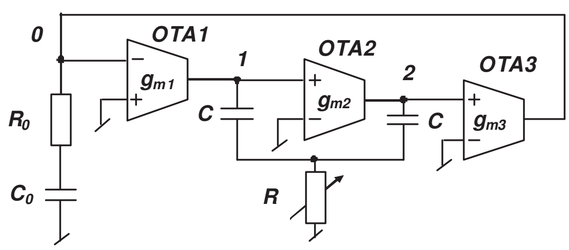
gdzie *const* jest tu pewną stałą.

Warto tutaj zwrócić uwagę, że układy tej klasy przetworników pozwalają de facto na komparację wartości nastawy $tg\delta=\omega_0RC$ z $tg\delta_0$. Ma to znaczenie w badaniach izolacji, gdyż wówczas dla małych wartości $tg\delta_0 =10^{-4}$- 10^{-2} wartości nastaw (R,C) nie są krytyczne [2,10,12].

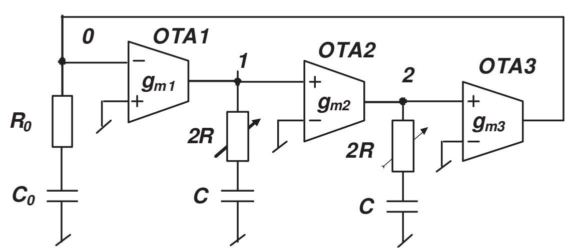
Budowa przetworników przy takich założeniach, jest możliwa przy wykorzystaniu właściwości przekształcenia

„gwiazda-trójkąt" w wariantach A - B układu przetwornika przedstawionych na rysunku 2a,b i rysunku 3a,b.

a)



b)



Rys. 2. Wariant A układu przetwornika przy realizacji nastawy $tg\delta=tg\delta_1=tg\delta_2=\omega_0(0 \div 2R)C$ (a) i jego schemat zastępczy (b)

Obydwa warianty A - B układu przetwornika charakteryzują się jednak błędem systematycznym δ, określonym wzorem [12]:

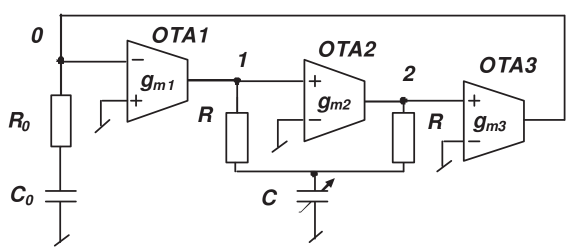
$$\delta_{A,B} = g(U_1;I) \approx \frac{1}{\left| Z_{12A,B}(s=j\omega) \right| g_{m2}} \cdot 100\ \% \qquad (5)$$

gdzie $Z_{12A}(s) = \dfrac{2}{sC} + \dfrac{1}{s^2 RC^2}$ (dla wariantu A)

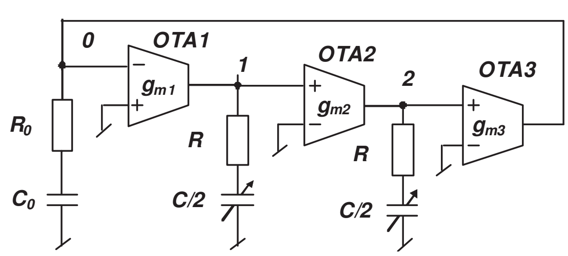
oraz $Z_{12B}(s) = 2R + sR^2C$ (dla wariantu B),

przy czym dla obydwu wariantów obowiązuje $s=j\,\omega_0$.

a)



b)

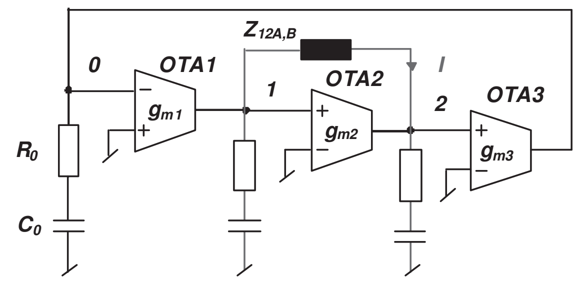


Rys. 3. Wariant B układu przetwornika przy realizacji nastawy $tg\delta=tg\delta_1=tg\delta_2=\omega_0R(0 \div C/2)$ (a) i jego schemat zastępczy (b)

Wynika to z faktu bocznikowania punktów 1 i 2 układu przetwornika trzecią impedancją powstałego trójkąta $Z_{12A,B}$ (por. rysunek 4) i pod tym względem lepszy jest wariant B, dla którego obowiązuje relacja [12]:

$$\left| Z_{12B}(s=j\omega_0) \right| >> \left| Z_{12A}(s=j\omega_0) \right|. \qquad (6)$$

.



Rys.4. Ilustracja wpływu impedancji Z_{12} na błąd systematyczny przetwornika δ opisanego wzorem (5)

4. WNIOSKI KOŃCOWE

Zaletą przyjętej realizacji przetwornika według rysunku 1 jest możliwość pomiaru w tym samym czasie 2 składowych impedancji pasywnego dwójnika typu RC, wybranych ze zbioru $\{(R_0,C_0),(R_1, C_1), (R_2,C_2), (C_0,tg\delta_0), (C_1,tg\delta_1), (C_2,tg\delta_2)\}$ przy czym jeden z tych parametrów jest przetwarzany wprost na częstotliwość (pulsację ω_0 – por. wzór (1b)), natomiast drugi parametr wyznaczany jest z kolei na podstawie warunków (2a) lub (2b) lub (2c) przy stałości amplitud sygnałów sinusoidalnych U_1 lub U_2.

Analizowany przetwornik składowych impedancji, dzięki wykorzystaniu właściwości przekształcenia „gwiazda-trójkąt", pozwala na łatwe spełnienie (zwłaszcza w korzystniejszym wariancie B układu) realizacji nastaw: $tg\delta= tg\delta_1=tg\delta_2=\omega_0RC$.

5. BIBLIOGRAFIA

1. Das B. P., Watson N., Liu Y.H.: Bipolar OTA based voltage controlled sinusoidal oscillator (third-order), Proceedings of the International Conference on Circuits, Systems, Signals, 2010.
2. Guzik J.: Komparator do badań dielektryków z zastosowaniem przetworników typu i/f, Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z.169, 2000, s.179-189.
3. Horng J-W.: Current-mode third-order quadrature oscillator using CDTAs, Active and Passive Electronic Components,Vol. 2009.
4. Horng J-W., Lee H., Wu J-Y.: Electronically tunable third-order quadrature oscillator using CDTAs, Radioengineering, Vol. 19, No. 2, June 2010, pp.326 - 330.
5. Lamanwisut S., Siripruchyanum M.: High output-impedance current-mode third-order quadrature oscillator based on CCCCTAs, Thonburi University, Bangkok, Thailand, TENCON 2009.
6. Maheshwari S, Khan I.A.: Current controlled third order quadrature oscillator. IEE Proc.-Circuits Devices Syst., Vol. 152, No. 6. December 2005, pp.605-607.
7. Maheshwari S.: Current-mode third-order quadrature oscillator, IET Circuits Devices & Systems, Vol. 4, 2010, Iss. 3, pp.188-195.
8. Minhaj N.: MOCCII-Based function generator (third-order) with grounded passive components, XXXII

National Systems Conference, Aligarh Muslim University, India, 2008.
9. Topór-Kamiński L.: Wielozaciskowe wzmacniacze operacyjne w układach oscylacyjnych, Wydawnictwo Pomiary, Automatyka, Kontrola, Warszawa, 2008.
10. Topór-Kamiński L. i in.: Dwójnikowy oscylator kwadraturowy rzędu trzeciego z zastosowaniem transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA, Załącznik do pracy BK-219/RE-2/2011, IMEiA, Gliwice, 2011.
11. Topór-Kamiński L. i inni: Nieliniowe i wielozaciskowe elementy elektroniczne w układach oscylacyjnych i metrologicznych, Załącznik do pracy BK-231/RE-2/2015, IMEiA, Gliwice, 2015.
12. Topór-Kamiński L. i inni: Nieliniowe i wielozaciskowe elementy elektroniczne w układach oscylacyjnych i metrologicznych, Załącznik do pracy BK-209/RE-2/2016, IMEiA, Gliwice, 2016.
13. Tsukatani T., Sumi Y., Fukui Y.: Electronically controlled current-mode oscillators (third-order) using MO-OTAs and grounded capacitors. Frequenz, Journal of RF/Microwave Engineering, Photonics and Communications, Vol. 60, No. 11-12, 2006, pp.220-223.

STRUCTURES OF SIMULTANEOUS TWO PARAMETER CHANGES OF TWO-PORT RC NETWORK CONVERTER WITH FREQUENCY OUTPUT

In the paper the proposal of new structures of simultaneous two parameter changes of two-port RC network converter with frequency output is presented. The converter is based on third order quadrature oscillator (see Fig.1) where one of the measuring two-port parameters is converted into frequency (see Eq. (1b)), however second parameter changes – suitably converted – to the growth or the fall of amplitude value U_1 or U_2 of generated signals (see Eqs. (2a) – (2c)).

The detailed processing converter variants depended on choice of component impedance parameters (for parameter description - see Fig.1) from the set: $\{(R_0,C_0),(R_1, C_1), (R_2,C_2), (C_0,tg\delta_0), (C_1,tg\delta_1), (C_2,tg\delta_2)\}$. Recapitulating, the proposed converter solution according to Fig.2 is suitable to processing of (C_0, tgδ_0) RC two-port component changes. In peculiarity, for case $tg\delta= tg\delta_1=tg\delta_2=\omega_0RC$, the conversion equations are simplifying to the form described by Eqs. (3a) and (4b).

The A and B analyzed converter realization variants using the "star - triangle" transformation are presented on Fig.2a,b and Fig.3a,b too. Both variants A and B are characterized however by systematic error δ described by Eq. (5). The advantage of proposed optimal converter realization variant B is the smaller value of error δ in comparison with variant A (see Eq.(6) and Fig.4).

Keywords: impedance component changes-to-frequency converter, quadrature oscillator, transconductance amplifier.