

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI, Janusz GUZIK, Adam PILŚNIAK
POLITECHNIKA ŚLĄSKA, INSTYTUT METROLOGII, ELEKTRONIKI I AUTOMATYKI,
ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice

Koncepcja przetwornika zmian parametrów dwójników RC o wyjściu częstotliwościowym z wykorzystaniem oscylatora kwadraturowego rzędu trzeciego

Prof. dr hab. inż. Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI

Jest pracownikiem Instytutu Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Zajmuje się zagadnieniami teorii obwodów elektrycznych i elektronicznych, szczególnie analizą i syntezą układów aktywnych, modelowaniem układów elektronicznych oraz konstruowaniem i zastosowaniami nowoczesnych wzmacniaczy operacyjnych. Jest autorem i współautorem ponad 130 prac naukowych opublikowanych w kraju i za granicą.



e-mail: leslaw.topor-kaminski@polsl.pl

Dr inż. Janusz GUZIK

Jest docentem w Instytucie Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Autor bądź współautor ponad 50 publikacji z zakresu metrologii elektrycznej. Główne zainteresowania naukowe: pomiary impedancji i jej składowych, układy pomiarowe przeznaczone do diagnostyki izolacji elektrycznej i zagadnienia ich wzorcowania.



e-mail: janusz.guzik@polsl.pl

Dr inż. Adam PILŚNIAK

Jest pracownikiem Instytutu Metrologii, Elektroniki i Automatyki Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Zajmuje się zagadnieniami związanymi z układami nieliniowymi, zwłaszcza z wykorzystaniem ich w metrologii. Jest autorem i współautorem kilkunastu prac naukowych opublikowanych w kraju i za granicą.



e-mail: adam.pilslniak@polsl.pl

Streszczenie

W pracy przedstawiono dwójnikową syntezę oscylatorów kwadraturowych, gdzie poprzez zastosowanie rezystancji ujemnej zależnej od częstotliwości (FDNR – Frequency Dependent Negative Resistance) uzyskano oscylator rzędu $n = 3$. Ponadto zaproponowano metrologiczną aplikację oscylatora kwadraturowego o $n = 3$ zbudowanego z wykorzystaniem trzech wzmacniaczy typu OTA o sterowanych transkonduktancjach do jednoczesnego przetwarzania zmian dwóch składowych impedancji dwójników RC.

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

Idea of RC two-port parameter changes – to – frequency converter with use of the third order quadrature oscillator

Abstract

The paper presents the two-port synthesis of quadrature oscillators in which there was obtained a third order quadrature oscillator by use of a FDNR (FDNR - Frequency Dependent Negative Resistance) resistance. There is proposed the metrological application of the third order quadrature oscillator, based on three operational transconductance amplifiers (OTA), for simultaneous processing of changes of two RC two-port impedance components to frequency. The example use of this oscillator is measurement of chosen impedance components $\{C_0; tg\delta_0\}$ of the measured object. The converter enables simultaneous measurements of these two parameters, where changes of the capacity C_0 value correspond to changes of the pulsation ω_0 value, and changes of the dielectric dissipation factor $tg\delta_0$ value correspond to the rise or the fall of the amplitude of generated signals. Due to its proprieties, the proposed RC two-port parameter changes converter can be used for constructing a comparator circuit, of the general block diagram presented in paper [5], for testing dielectrics.

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

1. Wstęp

W technice pomiarowej w charakterze przetworników różnych wielkości fizycznych, w tym np. składowych impedancji, wykorzystywane są między innymi oscylatory przebiegów sinusoidalnych (por. np. [1]).

Układy oscylatorów przebiegów sinusoidalnych oprócz posiadania takich cech jak: prosta konstrukcja i minimalna ilość elementów aktywnych i biernych, powinny mieć także możliwość niezależnej regulacji częstotliwości wytwarzanego sygnału i ustawienia warunków ich wzbudzenia. Na ogół wymagane jest też, aby sygnały te cechowały się możliwie dobrą stabilnością amplitudy oraz częstotliwości.

W ogólności właściwości oscylatorów określone są przez współczynniki równania charakterystycznego opisującego układ oscylatora oraz jego rząd, na ogół $n = 2$ [2].

W ostatnich kilku latach pojawiły się opracowania układów oscylatorów rzędu $n = 3$, z zastosowaniem różnorodnych wielozakresowych wzmacniaczy elektronicznych, pełniących w praktyce funkcje wzmacniaczy operacyjnych [2, 3]. W układach tych, ze względów analitycznych, zależności opisujące warunek wzbudzenia oscylacji oraz wartość pulsacji są wzajemnie silnie powiązane niż w układach o $n = 2$. Z tego względu na ogół, trudniej jest uzyskać możliwości układowe ich niezależnej regulacji.

Dlatego też do opisu tej klasy układów można zastosować dwójnikową metodę syntezy oscylatorów [2, 4], ponieważ umożliwia ona łatwiejszą interpretację fizyczną zachodzących w oscylatorze zjawisk i tym samym łatwiejszy dobór elementów układu pod kątem ich ewentualnej metrologicznej aplikacji.

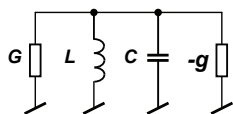
2. Metoda dwójnikowa syntezy oscylatorów rzędu trzeciego

W dwójnikowej metodzie syntezy oscylatorów harmonicznych realizuje się je jako symulację układu połączeń kilku dwójników aktywnych i biernych.

Przykładowo, na rys.1 pokazano równoległy obwód rezonansowy GLC z dołączoną aktywną konduktancją ujemną równą $-g$, która kompensuje straty energii rozpraszane w części dysypatywnej obwodu reprezentowanej przez konduktancję G .

Oscylator taki opisuje jako układ autonomiczny, równanie charakterystyczne rzędu $n = 2$, otrzymane przez zsumowanie admittancji poszczególnych gałęzi i przyrównanie ich do zera:

$$s^2LC + sL(G - g) + 1 = 0. \quad (1)$$



Rys. 1. Równoległy obwód rezonansowy GLC z konduktancją ujemną $-g$ jako oscylator dwójnikowy rzędu $n=2$

Fig. 1. Parallel resonance circuit GLC with negative conductance $-g$ as a two-port oscillator of $n=2$ order

Wówczas dla relacji $G - g = 0$ układ wg rys.1 będzie wytwarzał oscylacje o pulsacji ω_0 określonej jedynie przez elementy reakcyjne LC układu:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2)$$

Do kompensacji strat energii rozpraszanej przez konduktancję G można także zastosować indukcyjność rzędu drugiego zwaną też rezystancją ujemną zależną od częstotliwości (FDNR – Frequency Dependent Negative Resistance) albo superindukcyjnością.

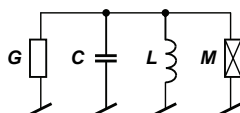
Jest ona dwójnikiem aktywnym oznaczanym literą M i opisanym zależnością admitancyjną:

$$Y_D(s) = \frac{1}{s^2 M} \quad (3)$$

lub dla $s = j\omega$:

$$Y_D(s) = -\frac{1}{\omega^2 M} \quad (4)$$

Wówczas otrzymujemy układ oscylatora dwójnikowego rzędu $n=3$ o postaci pokazanej na rys. 2.



Rys. 2. Równoległy obwód rezonansowy GLC z rezystancją ujemną zależną od częstotliwości M jako oscylator dwójnikowy rzędu $n=3$

Fig. 2. Parallel resonance circuit GLC with frequency dependent negative resistance M as a two-port oscillator of $n=3$ order

Zatem układ oscylatora dwójnikowego wg rys.2 opisuje admitancja $Y(s)$ postaci:

$$Y(s) = G + sC + \frac{1}{sL} + \frac{1}{s^2 M} \quad (5)$$

która przyrównana do zera, prowadzi do równania charakterystycznego rzędu $n=3$ danego wzorem:

$$s^3 + s^2 \frac{G}{C} + s \frac{1}{LC} + \frac{1}{CM} = 0 \quad (6)$$

W układzie wg rys. 2 wypadkowa wartość konduktancji G_W zależy od pulsacji ω i jest równa:

$$G_W = G - \frac{1}{\omega^2 M} \quad (7)$$

Z relacji (7) można obliczyć pewną wartość pulsacji granicznej ω_G , dla której konduktancja wypadkowa G_W układu będzie równa zero, a układ będzie miał wtedy charakter czysto reaktancyjny określony jedynie przez wartości elementów LC:

$$\omega_G = \frac{1}{\sqrt{GM}} \quad (8)$$

Z kolei dla wartości pulsacji $\omega > \omega_G$ wypadkowa konduktancja G_W jest dodatnia i układ wytwarza oscylacje tłumione. Natomiast dla wartości pulsacji $\omega < \omega_G$ konduktancja G_W jest ujemna i układ wytwarza oscylacje narastające.

W obydwu przypadkach oscylacje te mają pulsację ω_0 określoną przez wartości elementów LC daną wzorem:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9)$$

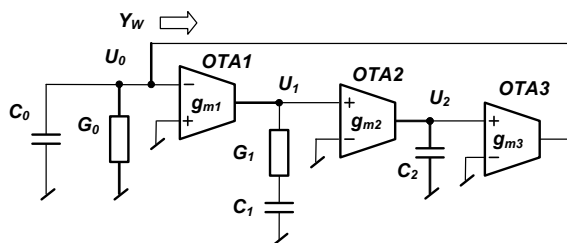
Pulsacje ω_0 i ω_G można także obliczyć formalnie bezpośrednio na podstawie równania charakterystycznego (6) przez podstawienie $s = j\omega$ i rozwiązanie dwóch równań: dla części rzeczywistej i urojonej.

Aby spełniony był warunek oscylacji i w układzie wytwarzany był przebieg harmoniczny o stałej amplitudzie, musi być spełniony warunek równości pulsacji drgań i pulsacji granicznej $\omega_G = \omega_0$, prowadzący ostatecznie do relacji:

$$\frac{GM}{LC} = 1 \quad (10)$$

3. Oscylator kwadraturowy rzędu trzeciego i jego zastosowanie do przetwarzania zmian parametrów dwójników RC

Przykładową propozycję praktycznej realizacji oscylatora rzędu $n=3$ z zastosowaniem 3 transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA zamieszczono na rys. 3 [4].



Rys. 3. Realizacja oscylatora rzędu $n=3$ z zastosowaniem transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA1 – OTA3

Fig. 3. Realization of the third order oscillator with use of transconductance operational amplifiers OTA1 – OTA3

Układ oscylatora dwójnikowego wg rys.3 z kolei opisuje admitancja $Y(s)$ postaci:

$$Y(s) = G_0 + sC_0 + Y_w(s) = G_0 + sC_0 + \frac{1}{sL} + \frac{1}{s^2 M} \quad (11)$$

gdzie:

$$L = \frac{G_1 C_2}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}} \quad \text{i} \quad L = \frac{C_1 C_2}{g_{m1} g_{m2} g_{m3}},$$

oraz następujące wartości pulsacji oscylacji:

$$\omega_G = \frac{1}{\sqrt{G_0 M}} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 G_0}} \quad (12a)$$

oraz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_0C_2G_1}}. \quad (12b)$$

Aby można było zmieniać warunki wzbudzenia układu oscylatora wg rys.3, należy np. dobrać $G_0 = \alpha G_1$ oraz $C_1 = C_0$ i poprzez zmiany wartości współczynnika α przestrajac pulsację graniczną ω_G opisaną wzorem:

$$\omega_G = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{\alpha G_1 C_0 C_2}}. \quad (13)$$

Wtedy to dla $\alpha > 1$ i $\omega_G < \omega_0$ wytwarzane oscylacje są gasnące, natomiast dla $\alpha < 1$ i $\omega_G < \omega_0$ wytwarzane oscylacje są nietłumione. W przypadku natomiast gdy $\alpha = 1$ oraz dla $g_{m1} = g_{m3} = \beta g_{m0}$, można przestrajac liniowo pulsację wytwarzanych oscylacji o stałej amplitudzie zmieniając współczynnik β , sterując jednocześnie jednakowe transkonduktancje g_{m0} wzmacniaczy OTA1 i OTA3, zgodnie z relacją:

$$\omega_0 = \omega_G = \beta g_{m0} \sqrt{\frac{g_{m2}}{G_0 C_0 C_2}}. \quad (14)$$

Sygnalami wyjściowymi oscylatora wg rys.3 to napięcia U_0 , U_1 , U_2 , przy czym jedynie dla napięć wyjściowych U_1 i U_2 występuje cecha typowa dla oscylatorów kwadraturowych, tj. przesunięcie fazowe względem siebie o kąt $\pi/2$:

$$U_2(j\omega) = \frac{g_{m2}}{\omega_0 C_2} e^{j\frac{\pi}{2}} U_1(j\omega), \quad (15)$$

gdzie: $\omega = \omega_G = \omega_0$.

Spełnienie warunku $\omega_G = \omega_0$, prowadzącego do wytwarzania sygnałów sinusoidalnych o stałej amplitudzie, prowadzi z kolei do relacji:

$$\frac{G_0}{C_0} = \frac{G_1}{C_1}, \quad (16)$$

gdzie: $\{G_0; C_0\}$ oraz $\{G_1; C_1\}$ - parametry dwójników RC wg rys.3. Obowiązujące relacji (16) pozwala na stwierdzenie „równoważności” wybranych parametrów $\{G_0; C_0\}$ (np. mierzonego obiektu) oraz $\{G_1; C_1\}$ (np. zastosowanego wzorca) analizowanych dwójników RC, gdyż każda zmiana np. lewej strony relacji (16) generuje zmianę charakteru wytwarzanych przez układ oscylacji (oscylacje tłumione dla $G_0/C_0 > G_1/C_1$ lub narastające dla $G_0/C_0 < G_1/C_1$) o pulsacji ω_0 , co można łatwo stwierdzić.

Zależność (16) można z kolei wykorzystać do komparacji parametrów dwójników RC, w tym szczególnie do porównań zmian wartości współczynnika strat dielektrycznych mierzonego obiektu $tg\delta_0$ względem wartości zastosowanego wzorca $tg\delta_1$:

$$tg\delta_0 = 1/tg\delta_1. \quad (17)$$

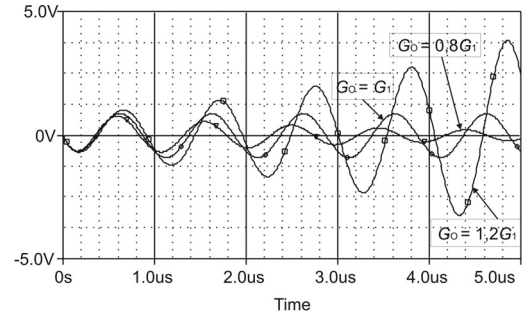
Wtedy to równanie opisujące proces przetwarzania zmian parametrów dwójników RC może być zapisane w ogólnej postaci:

$$\omega_0 = \frac{k}{\sqrt{C_0}}, \quad (18)$$

gdzie:

$$k = \sqrt{g_{m1}g_{m2}g_{m3}/C_2G_1}.$$

Przetwornik wg rys.3 może zatem służyć do pomiarów dwuparametrowych $\{C_0; tg\delta_0\}$, przy czym zmianom wartości pojemności C_0 odpowiadają zmiany wartości pulsacji ω_0 , natomiast zmianom wartości współczynnika strat dielektrycznych $tg\delta_0 = G_0 / \omega C_0$ - wzrost lub spadek amplitudy generowanych sygnałów (por. rys. 4).



Rys. 4. Zależność amplitudy generowanych sygnałów od warunku $G_0 = 0,8G_1$ (oscylacje tłumione), $G_0 = G_1$ (oscylacje o stałej amplitudzie) i $G_0 = 1,2G_1$ (oscylacje nietłumione) dla $C_1 = C_2 = C_0 = 159$ pF i $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G_1 = G_0 = 1$ mS

Fig. 4. Dependence of the generated amplitude signal on condition $G_0 = 0,8G_1$ (damped oscillations), $G_0 = G_1$ (constant amplitude oscillations) and $G_0 = 1,2G_1$ (non-damped oscillations) for $C_1 = C_2 = C_0 = 159$ pF and $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G_1 = G_0 = 1$ mS

4. Podsumowanie

W pracy przedstawiono dwójnikową metodę syntezy oscylatorów harmonicznych z wykorzystaniem rezystancji ujemnej M zależnej od częstotliwości w wyniku której – w oparciu o wzmacniacze typu OTA o sterowanych transkonduktancjach – opracowano oscylator kwadraturowy rzędu trzeciego o łatwo przestrajającym warunku wzbudzenia $\{G - 1/\omega 2M\} = 0$ i pulsacji ω_0 wytwarzanych oscylacji.

Zastosowanie układu oscylatora kwadraturowego rzędu $n = 3$ pozwala przykładowo na jednoczesne pomiary dwóch parametrów $\{C_0; tg\delta_0\}$, przy czym zmianom wartości pojemności C_0 odpowiadają zmiany wartości pulsacji ω_0 , natomiast zmianom wartości współczynnika strat dielektrycznych $tg\delta_0$ – odpowiednio – wzrost lub spadek amplitudy generowanych sygnałów.

Właściwości takiego przetwornika mogą być wykorzystane do budowy odpowiedniego układu komparatora do badań dielektryków o ogólnej strukturze analizowanej wcześniej w pracy [5].

5. Literatura

- [1] Kanno M., Horikawa T.: Stray-effect-free direct impedance-to-frequency converter, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 27, No. 4, December, 1978, s. 405-408.
- [2] Topór-Kamiński L.: Wielozakresowe wzmacniacze operacyjne w układach oscylacyjnych, Wydawnictwo Pomiar, Automatyka, Kontrola, Warszawa, 2008.
- [3] Das B. P., Watson N., Liu Y.H.: Bipolar OTA based voltage controlled sinusoidal oscillator Proceedings of the International Conference on Circuits, Systems, and Signals, Malta, September, 15-17, 2010, s. 101-105.
- [4] Topór-Kamiński L. et al: Dwójnikowy oscylator kwadraturowy rzędu trzeciego z zastosowaniem transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA, Załącznik do pracy BK-219/RE-2/2011, IMEiA, Gliwice, 2011.
- [5] Guzik J.: Komparator do badań dielektryków z zastosowaniem przetworników i/f, ZN Pol. Śl., ser. Elektryka, z. 169, Gliwice, 2000, s. 179-187.