

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI, Janusz GUZIK, Adam PILŚNIAK

POLITECHNIKA ŚLĄSKA, INSTYTUT METROLOGII, ELEKTRONIKI I AUTOMATYKI,
ul. Akademicka 10, 44-100 Gliwice

Przetwornik jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC o wyjściu częstotliwościowym

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 za pomocą elementów osoblwych oraz konstruowaniem i zastosowaniami nowoczesnych wzmacniaczy operacyjnych, w tym analogowych układów sterowanych i programowalnych. Jest autorem i współautorem ponad 130 prac naukowych.



e-mail: leslaw.topor-kaminski@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.pilsniak@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

Streszczenie

W pracy przedstawiono propozycję nowego rozwiązania przetwornika zmian parametrów (G, C) i ($C, \text{tg}\delta$) dwójnika RC pozwalającego w oparciu o układ oscylatora kwadraturowego rzędu trzeciego na jednoczesny pomiar 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 także zalety i wady zaproponowanego rozwiązania.

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

Two-input port converter of simultaneous parameter changes with frequency output

Abstract

In the paper the proposal of new solution of RC two-port (G, C) and ($C, \text{tg}\delta$) simultaneous parameter changes – to – frequency converter is presented. The converter is based on third kind quadrature oscillator (see Fig.2) where one of the measuring two-port parameters is converted into frequency, however second parameter changes - suitably converted – to the growth or the fall of amplitude value U_1 or U_2 of generated signals. The detailed processing variants for Y_0 or Y_1 admittance changes (G_0, C_0) (variant A), ($G_0, \text{tg}\delta_0$) (variant B) and (G_1, C_1) (variant C) are presented in the Table 1. As a result of analysis was affirmed that every relative changes $|\Delta G_0/G_0|$, $|\Delta \text{tg}\delta_0/\text{tg}\delta_0|$ or $|\Delta G_1/G_1|$ of measured admittance Y_0 or Y_1 have conversion coefficient equal to unity to the relative voltage changes $|\Delta U_1/U_1|$ or $|\Delta U_2/U_2|$. The advantage of proposed converter solution is the easy setting of impedance / admittance changes – to – frequency conversion constant K , described by equations (8a) and (8b), respectively. Recapitulating, the proposed converter solution according to Fig.2 is suitable to processing of ($C_0, \text{tg}\delta_0$) RC two-port component changes (see conversion variant B according to Table 1).

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

1. Wstęp

W praktyce pomiarowej znanych jest wiele metod przetwarzania parametrów impedancji typu RC (np. $(\text{Re}(Z), \text{Im}(Z); \text{Re}(Y), \text{Im}(Y))$); jedną z nich jest metoda bazująca na wykorzystaniu przetworników typu „parametr impedancji / częstotliwość”. Do zalet takiego przetwarzania należy zaliczyć małą wrażliwość na zakłócenia oraz względną łatwość przetwarzania sygnału impulsowego na postać cyfrową. Przetworniki typu „parametr impedancji / częstotliwość” wykorzystują między innymi oscylatory drgań harmonicznym, oscylatory drgań relaksacyjnych RC oraz oscylatory z ujemną rezystancją dynamiczną.

W literaturze (np. [1, 2]) opisywane są 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.

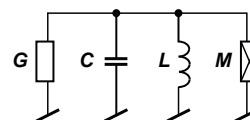
Należy tutaj podkreślić, że znane przetworniki składowych impedancji na częstotliwość bazujące na oscylatorach rzędu $n=2$ umożliwiają na ogół konwersję tylko jednego parametru impedancji, przy czym najczęściej parametr ten wpływa też na warunki wzbudzenia oscylatora [2].

W praktyce opracowywane i stosowane są oscylatory opisywane równaniami charakterystycznymi wyższych stopni niż drugi, tj. np. $n=3$, przy czym oscylatory te a priori charakteryzują się one mniejszą zawartością wyższych harmonicznym w wytwarzanych oscylacjach [2, 3, 4].

W artykule przedstawiono propozycję nowego rozwiązania przetwornika parametrów dwójnika RC pozwalającego w oparciu o układ oscylatora kwadraturowego rzędu trzeciego na jednoczesny pomiar dwóch parametrów, np. ($C, \text{tg}\delta$).

2. Dwójnikowa metoda syntezy przetworników jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC

Dwójnikowa metoda syntezy przetworników jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC jest tożsama z syntezą oscylatorów harmonicznym [3, 4]. Jej realizacja sprowadza się do symulacji układu połączeń kilku dwójników aktywnych i biernych.



Rys. 1. Oscylator dwójnikowy rzędu $n = 3$ z rezystancją ujemną zależną od częstotliwości M

Fig. 1. Two-port oscillator of $n = 3$ order with frequency dependent negative resistance M

Przykładowo, na rys. 1 pokazano układ oscylatora dwójnikowego rzędu $n = 3$ z rezystancją ujemną zależną od częstotliwości M o admittancji równej $1/s^2M$ [3].

Układ według rys.1 opisuje admittancja $Y(s)$ postaci $Y(s) = G + sC + 1/sL + 1/s^2M$, która przyrównana do zera, prowadzi do równania charakterystycznego rzędu $n = 3$:

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

W układzie tym wypadkowa wartość konduktancji $G - 1/\omega^2M$, a szczególnie jej znak, zależy od pulsacji ω , ponieważ dla relacji $\{G - 1/\omega^2M\} \rightarrow 0$ uzyskuje się wartość pulsacji granicznej ω_G równą:

$$\omega_G = 1/\sqrt{GM}. \quad (2)$$

Dla wartości pulsacji $\omega > \omega_G$ konduktancja $\{G - 1/\omega^2M\} > 0$ jest dodatnia i układ wytwarza oscylacje tłumione. Z kolei dla wartości pulsacji $\omega < \omega_G$ mamy: $\{G - 1/\omega^2M\} < 0$ i układ wytwarza oscylacje narastające.

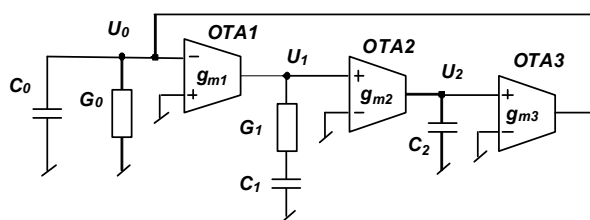
W obu przypadkach oscylacje te mają pulsację ω_0 określoną przez elementy LC o wartości:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}. \quad (3)$$

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 do relacji: $\{G - 1/\omega^2M\} = 0$ lub $\{GM/LC\} \rightarrow 1$.

3. Przykład realizacji przetwornika jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC

Na rys.2 zamieszczono przykładową realizację przetwornika jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC z zastosowaniem 3. transkonduktancyjnych wzmacniaczy operacyjnych OTA [3, 4].



Rys. 2. Przetwornik jednoczesnych zmian parametrów dwójników (G_0, C_0) lub G_1, C_1)

Fig. 2. RC two-port (G_0, C_0) or (G_1, C_1) simultaneous parameter changes converter

Pracę układu przetwornika według rys.2 opisuje tutaj admittancja $Y(s) = G_0 + sC_0 + 1/sL + 1/s^2M$, która przyrównana do zera, tj. $Y(s) = 0$, prowadzi do równania charakterystycznego rzędu $n = 3$ według zależności (1), przy czym:

$$L = G_1 C_2 / g_{m1} g_{m2} g_{m3} \quad \text{i} \quad M = C_1 C_2 / g_{m1} g_{m2} g_{m3}.$$

Wynikają stąd następujące wartości pulsacji oscylacji ω_G i ω_0 [3]:

$$\omega_G = \frac{1}{\sqrt{G_0 M}} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2 G_0}} \quad (4a)$$

oraz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m3}}{C_0 C_2 G_1}}. \quad (4b)$$

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

$$U_2(j\omega) = \frac{g_{m2}}{\omega_0 C_2} e^{j\frac{\pi}{2}} U_1(j\omega), \quad (5)$$

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

Można wykazać [3], 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:

$$\frac{G_0 M}{LC_0} = 1, \quad (6a)$$

lub

$$\frac{G_0}{C_0} = \frac{G_1}{C_1}, \quad (6b)$$

lub

$$\text{tg} \delta_0 = \text{tg} \delta_1, \quad (6c)$$

gdzie: ($G_0, C_0, G_1, C_1, \text{tg} \delta_0, \text{tg} \delta_1$) - parametry dwójników RC według oznaczeń przyjętych na rys. 2.

W przeciwnym wypadku niespełnienie relacji (6a) - (6c) prowadzi (dla $G_0 / C_0 > G_1 / C_1$) do powstania oscylacji tłumionych lub nietłumionych (dla $G_0 / C_0 < G_1 / C_1$) o wartości pulsacji ω_0 .

Obowiązywanie relacji (6a) - (6c) pozwala na stwierdzenie „równoważności” wybranych parametrów $\{G_0, C_0\}$ (np. mierzonego obiektu) oraz $\{G_1, C_1\}$ (np. zastosowanego wzorca) analizowanych dwójników RC.

Zestawienie możliwych wariantów przetwarzania jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC dla układu według rys. 2 zawarto w tabeli 1.

Przetwornik według rys. 2 pozwala na pomiary dwuparametrowe – jedna składowa impedancji dwójnika RC przetwarzana jest wprost na sygnał wyjściowy U_1 lub U_2 o pulsacji ω_0 , natomiast druga składowa impedancji wyznaczana jest z warunków (6a) - (6c) stałej amplitudy sygnału U_1 lub U_2 .

Wtedy koniecznym jest jednak wskazanie elementu nastawnego, za pomocą którego realizuje się warunki (6a) - (6c) – w przypadku omawianego przetwornika są to elementy pasywne układu, odpowiednio oznaczone symbolem C_1 lub G_0 .

Dla układu tego przetwornika można też zapisać następujące relacje:

a) dla wariantu A

$$\left| \frac{\Delta U_1}{U_1} \right| = \left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \left| \frac{\Delta U_0}{U_0} \right| = \left| \frac{\Delta G_0}{G_0 + j\omega C_0} \right| \approx \frac{\Delta G_0}{\omega C_0}, \quad (7a)$$

b) dla wariantu B

$$\left| \frac{\Delta U_1}{U_1} \right| = \left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \left| \frac{\Delta U_0}{U_0} \right| = \left| \frac{\omega C_0 \Delta \text{tg} \delta_0}{G_0 + j\omega C_0} \right| \approx \Delta \text{tg} \delta_0, \quad (7b)$$

Tab. 1. Warianty przetwarzania jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC dla układu przetwornika według rys. 2

Tab. 1. Simultaneous RC two-port parameter changes conversion variants for converter according to Fig. 2

Wariant	Pomiar składowych	
A	G_0	C_0
	$G_0 = G_1 \frac{C_0}{C_1}$ (*) C_1 – element nastawny	$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_2G_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_0}}$
B	C_0	$\text{tg}\delta_0$
	$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_2G_1}} \cdot \frac{1}{\sqrt{C_0}}$	$\text{tg}\delta_0 = \frac{1}{\text{tg}\delta_1} = \frac{G_1}{\omega_0 C_1}$ (*) C_1 – element nastawny
C	G_1	C_1
	$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{G_1}}$	$C_1 = C_0 \frac{G_1}{G_0}$ (*) G_0 – element nastawny
Uwagi	(*) – Równanie przetwarzania obowiązujące dla stwierdzonego stanu oscylacji napięć U_1 lub U_2 o równej amplitudzie.	

c) dla wariantu C

$$\left| \frac{\Delta U_1}{U_1} \right| = \left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \left| \frac{\Delta U_0}{U_0} \right| = \left| \frac{\Delta G_1}{G_1 + j\omega C_1} \right| \approx \frac{\Delta G_1}{\omega C_1} \quad (7c)$$

Oznacza to, że wszelkie względne zmiany $|\Delta G_0/G_0|$, $|\Delta \text{tg}\delta_0/\text{tg}\delta_0|$ lub $|\Delta G_1/G_1|$ przenoszą się ze współczynnikiem konwersji równym jednościami na względne zmiany napięć $|\Delta U_1/U_1|$ lub $|\Delta U_2/U_2|$.

Zaletą omawianego rozwiązania przetwornika jest możliwość łatwej nastawy stałej przetwarzania K składowej impedancji lub admittancji przetwarzanej na częstotliwość $f_0 = \omega_0/2\pi$ równej:

a) dla wariantów A i B

$$K = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_2G_1}} \quad (8a)$$

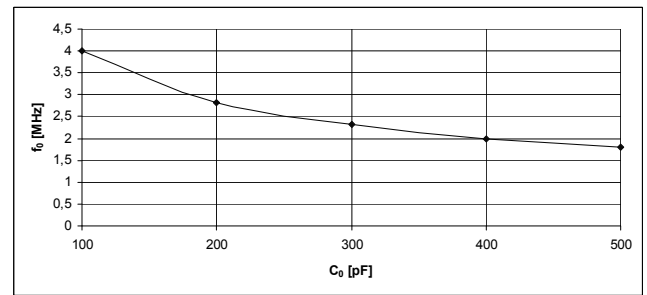
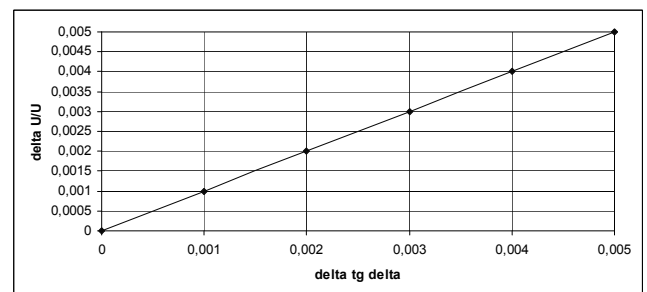
b) dla wariantu C

$$K = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{C_2C_0}} \quad (8b)$$

Optymalnym wydaje się być analizowany wariant B przetwarzania – o ogólnej charakterystyce przetwarzania jak na rys. 3 – kiedy to względne zmiany analizowanych napięć są wprost proporcjonalne do wartości przyrostu współczynnika strat $\Delta \text{tg}\delta_0$ i nie zależą od wartości pojemności C_0 (por. rys. 4).

4. Podsumowanie

W pracy do syntezy przetworników jednoczesnych zmian parametrów dwójników RC wykorzystano dwójnikową metodę syntezy oscylatorów harmonicznym z wykorzystaniem rezystancji ujemnej M zależnej od częstotliwości.

Rys. 3. Zależność częstotliwości f_0 amplitudy generowanych sygnałów U_1 lub U_2 od zmian pojemności C_0 dla $C_1 = C_2 = C_0 = 159$ pF i $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G_1 = G_0 = 1$ mS (wariant B)Fig. 3. Dependence of the generated frequency of amplitude signals U_1 or U_2 on capacitance changes C_0 for $C_1 = C_2 = C_0 = 159$ pF and $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G_1 = G_0 = 1$ mS (variant B)Rys. 4. Zależność względnych zmian napięć $|\Delta U/U| = |\Delta U_1/U_1| = |\Delta U_2/U_2|$ od zmian współczynnika strat dielektrycznych $\Delta \text{tg}\delta_0$ dla $C_1 = C_2 = C_0 = 159$ pF i $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G_1 = G_0 = 1$ mS (wariant B)Fig. 4. Dependence of the relative voltage changes $|\Delta U/U| = |\Delta U_1/U_1| = |\Delta U_2/U_2|$ on dielectric loss factor changes $\Delta \text{tg}\delta_0$ for $C_1 = C_2 = C_0 = 159$ pF and $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = G_1 = G_0 = 1$ mS (variant B)

Zaletą przyjętej realizacji przetwornika według rys.2 jest możliwość pomiaru w tym samym czasie 2 składowych impedancji / admittancji pasywnego dwójnika typu RC, przy czym jeden z tych parametrów jest przetwarzany wprost na częstotliwość (pulsację ω_0 – por. tabela 1), natomiast drugi parametr wyznaczany jest z kolei na podstawie warunków (6a) – (6c) przy stałości amplitud sygnałów sinusoidalnych U_1 lub U_2 .

Czułość przetwarzania drugiej składowej impedancji / admittancji jest niewysoka; z porównania relacji (7a) – (7c) w najlepszym przypadku dla wariantu B jest równa jednościami.

Reasumując, proponowany układ przetwornika nadaje się optymalnie do przetwarzania składowych (C_0 , $\text{tg}\delta_0$) badanego dwójnika RC.

5. Literatura

- [1] Summart S., Thongsopa Ch., Jaikla W.: OTA based current-mode sinusoidal quadrature oscillator with non-interactive control. Przegląd Elektrotechniczny, R.88, Nr 7a, 2012, pp.14-17.
- [2] Topór-Kamiński L.: Wielozaciskowe wzmacniacze operacyjne w układach oscylacyjnych. Wydawnictwo PAK, Warszawa, 2008.
- [3] 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.
- [4] Topór-Kamiński L. i in.: Pomiar parametrów dwójników reaktancyjno-rezystancyjnych z zastosowaniem oscylatora harmonicznego z elementem nieliniowym, Załącznik do pracy BK-24/RE-2/2012, IMEiA, Gliwice, 2012.

otrzymano / received: 15.12.2013

przyjęto do druku / accepted: 03.11.2014

artykuł recenzowany / revised paper