

Marian PASKO
Tadeusz Świetlicki
Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej



FILTRY AKTYWNE RC DRUGIEGO RZĘDU O ELEKTRONICZNIE PRZEZSTAJANYCH PARAMETRACH

Streszczenie. W pracy przeprowadzono analizę układu aktywnego RC realizującego transmitancję napięciowo-napięciową filtrów drugiego rzędu z wykorzystaniem integratorów i sumatorów. W pracy, korzystając z ogólnego schematu realizowanej transmitancji n -tego stopnia za pomocą integratorów i sumatorów [1], podano jedną z jego modyfikacji umożliwiającą realizację następujących filtrów drugiego rzędu: dolno-przepustowego, środkowoprzepustowego oraz środkowozaporowego zrealizowanych na czterech wzmacniaczach operacyjnych [2]. Na przykładzie filtru środkowoprzepustowego przeprowadzono elektroniczne przestrajanie pulsacji środkowej ω_0 przy stałej wartości dobroci Q i H_0 oraz przestrajanie dobroci Q przy stałej wartości pulsacji ω_0 i H_0 . Dla rozpatrywanego filtru przeprowadzono eksperymenty doświadczalne oraz analizę wrażliwości $S_{x_1}^Q$ i $S_{x_1}^{\omega_0}$.

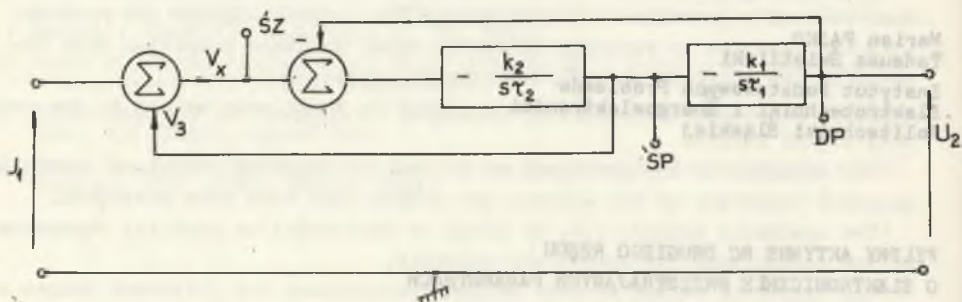
1. Wstęp

Wśród licznych modeli syntezy liniowych układów RC ze wzmacniaczami operacyjnymi (WO) najbardziej znane są sekcje bikwadratowe, które stanowią podstawową bazę do syntezy bardziej złożonych układów. Najbardziej rozpowszechnionym sposobem realizacji układów wyższych rzędów jest łańcuchowe połączenie wzajemnie nieobciążających się sekcji drugiego rzędu. Wśród sekcji drugiego rzędu najlepiej są zbadane realizacje, w których występuje tylko jeden wzmacniacz operacyjny. Dobrze zbadane są również realizacje z dwoma wzmacniaczami operacyjnymi. Stosunkowo mniej miejsca poświęcono realizacjom z trzema i czterema wzmacniaczami operacyjnymi. W literaturze opisano kilka układów tego typu, np. Kerwin - Huelsman - Newcomb (KHN) [9], Aderberg - Mossberg [6].

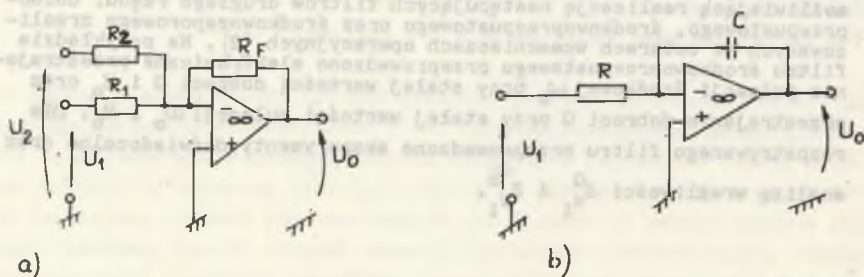
W pracy przedstawiono układ z czterema wzmacniaczami operacyjnymi o ogólnym schemacie przedstawionym na rys. 1.

Układ ten zawiera dwa integratory oraz dwa sumatory. Układ ten pozwala realizować sekcję bikwadratową następujących filtrów o łatwo przestrajanym

parametrach: dolnoprzepustowego, środkowoprzepustowego oraz środkowozaporo-
wego. W ogólnej strukturze sekcji bikwadratowej przedstawionej na rys. 1
realizacja poszczególnych bloków przedstawiona jest na rys. 2.



Rys. 1



Rys. 2

Na rys. 2a przedstawiony jest sumator, który realizuje funkcję:

$$U_0 = -R_F \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} \right) \quad (1)$$

Natomiast na rys. 2b przedstawiony jest integrator, dla którego transmi-
tancja napięciowo-napięciowa ma postać:

$$K_u = \frac{U_0}{U_1} = -\frac{1}{sCR} \quad (2)$$

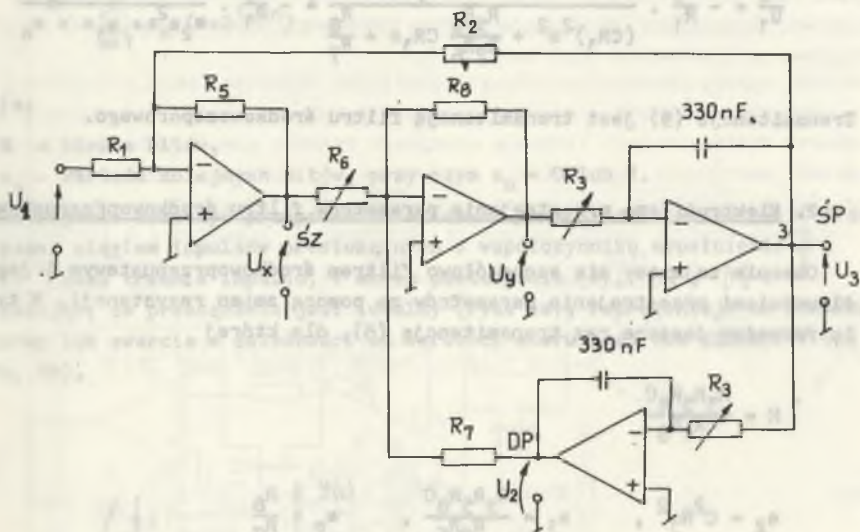
Wykorzystując bloki, przedstawione na rys. 1, otrzymujemy strukturę w postaci pokazanej na rys. 3. Równania opisujące układ z rys. 3, przy założeniu że wzmacniacze operacyjne są idealne, mają postać:

$$U_x = -R_5 \left(\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_3}{R_2} \right) \quad (3)$$

$$U_y = -R_8 \left(\frac{U_x}{R_6} + \frac{U_2}{R_7} \right) \quad (4)$$

$$U_3 = -\frac{U_y}{sCR} \quad (5)$$

$$U_2 = -\frac{U_3}{sCR_3} \quad (6)$$



Rys. 3

Korzystając z równań (3 - 6) można wyznaczyć kolejne transmitancje napięciowo-napięciowe dla różnych zacisków traktowanych jako wyjściowe

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\frac{R_5 R_8}{R_1 R_6}}{(CR_3)^2 s^2 + \frac{R_5 R_8}{R_2 R_6} CR_3 s + \frac{R_8}{R_7}} = \frac{H}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (7)$$

Transmitancja (7) jest transmitancją filtra dolnoprzepustowego.

$$\frac{U_3}{U_1} = \frac{-\frac{R_5 R_8}{R_1 R_6} s}{(CR_3)^2 s^2 + \frac{R_5 R_8}{R_2 R_6} CR_3 s + \frac{R_8}{R_7}} = \frac{-Hs}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} = \frac{L(s)}{D(s)} \quad (8)$$

Transmitancja (8) jest transmitancją filtra środkowoprzepustowego.

$$\frac{U_X}{U_1} = -\frac{R_5}{R_1} \cdot \frac{(sCR_3)^2 + \frac{R_8}{R_7}}{(CR_3)^2 s^2 + \frac{R_5 R_8}{R_2 R_6} CR_3 s + \frac{R_8}{R_7}} = -\frac{R_5}{R_1} \cdot \frac{(sCR_3)^2 + \frac{R_8}{R_7}}{a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (9)$$

Transmitancja (9) jest transmitancją filtra środkowozaporowego.

2. Elektroniczne przestrajanie parametrów filtra środkowoprzepustowego

Obecnie zajmiemy się szczegółowo filtrem środkowoprzepustowym i jego możliwościami przestrajania parametrów za pomocą zmian rezystancji. W tym celu rozważmy jeszcze raz transmitancję (8), dla której

$$H = \frac{R_5 R_8 C}{R_1 R_6}$$

$$a_2 = C^2 R_3^2, \quad a_1 = \frac{R_5 R_8 C}{R_2 R_6}, \quad a_0 = \frac{R_8}{R_7}$$

Dobroć

$$Q = \frac{\sqrt{a_0 a_2}}{a_1} = \frac{R_2 R_6}{R_5} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_7 R_8}} \quad (10)$$

pulsacja środkowa

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{a_0}{a_2}} = \frac{1}{R_3 C} \sqrt{\frac{R_8}{R_7}} \quad (11)$$

oraz współczynnik wzmocnienia dla pulsacji środkowej

$$H_0 = \frac{H}{a_1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (12)$$

Z relacji (10), (11) i (12) wynika, że można niezależnie przestrajać ω_0 , Q przy stałej wartości H_0 . Zmieniając R_6 lub R_5 można zmieniać dobroć Q przy stałej wartości ω_0 i H_0 , zmieniając natomiast R_3 można zmieniać ω_0 przy stałej wartości dobroci Q i H_0 .

Wymienione parametry można przestrajać na wiele sposobów np. za pomocą mnożących przetworników cyfrowo-analogowych MPCA [7], w których to rezy-stancję można zmieniać wg funkcji:

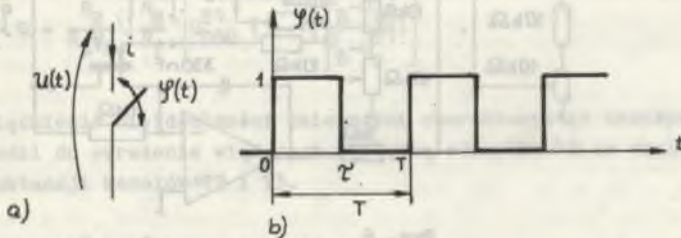
$$R_0 = \frac{3R}{\sum_{n=1}^N a_n (1+2^{1-2n})} \quad (13)$$

gdzie:

N - liczba bitów,

a_n - wartość kolejnych bitów, przy czym $a_n = 0$ lub 1.

Przestrajanie może być przeprowadzane też za pomocą zmian rezystancji prze-łączanej ciągiem impulsów prostokątnych o współczynniku wypełnienia $\frac{\tau}{T}$, gdzie τ czas trwania impulsu, T okres powtarzania [8], [9], [11]. Zakładając, że przełącznik jest idealny (rys. 4a), reprezentuje on idealną przerwę lub zwarcie w zależności od wartości sterującej nim funkcji $\varphi(t)$ (rys. 4b).

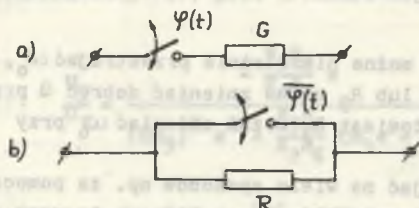


Rys. 4

Najprostsze połączenia klucza i elementów rezystancyjnych prowadzą do uzyskania rezystancji zmiennych w czasie (rys. 5).

$$g(t) = G \cdot \varphi(t),$$

$$r(t) = R \cdot \bar{\varphi}(t),$$

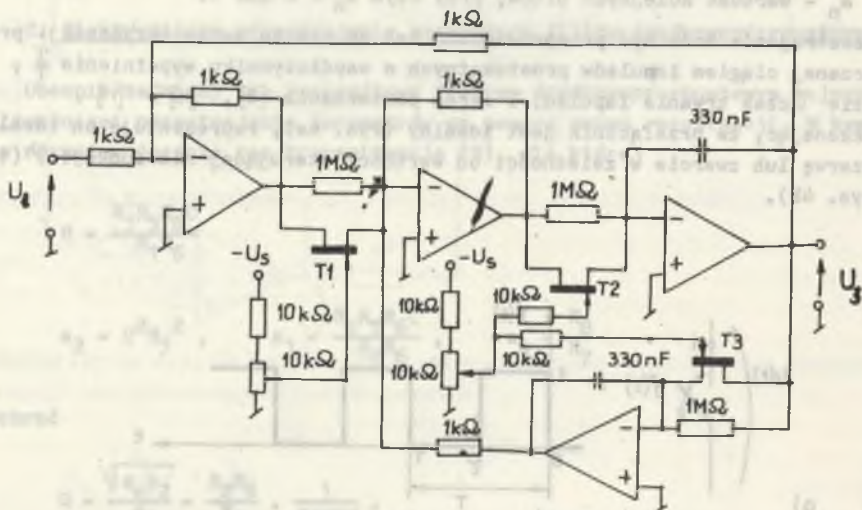


Rys. 5

gdzie:

$\varphi(t)$ jest negacją logiczną funkcji $\varphi(t)$ w stosunku do jej wartości 0 lub 1. Jeżeli okres powtarzania T jest znacznie mniejszy od okresu sygnału wejściowego T_s , wówczas wartość średnia za okres $\bar{g}(t) = G \cdot \frac{T}{T_s}$ (rys. 5a). W ogólnym przypadku rezystancje i konduktancje mogą być opisane za pomocą bardziej złożonych funkcji [1]. W pracy wykorzystano ideę tranzystora polowego jako rezystora o wartości przestrajanej napięciem. Praktyczna realizacja filtra wykorzystującego tranzystory polowe złączone przedstawiona jest na rys. 6.

Praktyczna realizacja filtra wykorzystującego tranzystory polowe złączone przedstawiona jest na rys. 6.



Rys. 6

Tranzystory pracują w układzie jako sterowane rezystancje. Aby nie wystąpiły efekty związane z nieliniowością charakterystyk tranzystorów, musi być spełniony warunek [3], [5]

$$U_{DS} - U_{GS} \ll U_p, \quad (14)$$

gdzie:

U_{DS} - napięcie dren - źródło,

U_{GS} - napięcie bramka - źródło,

U_p - napięcie odcięcia.

Przy spełnionym warunku (14) wyrażenie na konduktancję kanału ma postać [3]:

$$G_{DS} = G_{DSO} \left(1 - \sqrt{\frac{\varphi_B - U_{GS}}{\varphi_B - U_p}} \right), \quad (15)$$

gdzie:

G_{DSO} - konduktancja kanału otwartego,

φ_B - napięcie dyfuzyjne ($\approx 0,7$ V dla tranzystorów krzemowych).

Zapewnienie dużej wartości amplitudy sygnału wejściowego wymaga stosowania tranzystorów polowych o dużej wartości odcięcia. Uzyskanie prostej struktury układów stawia również wymaganie symetrii charakterystyk tranzystorów w kierunku normalnym i inwersyjnym. Zakładając identyczne charakterystyki tranzystorów T2 i T3 uzyskujemy następujące wyrażenia na zależność dobroci Q i pulsacji środkowej ω_0 filtru od napięć stałych sterujących tranzystory:

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{R_6}{R_7}} G_{DSO}^{T2} \left(1 - \sqrt{\frac{\varphi_B - U_{GS}^{T2}}{\varphi_B - U_p^{T2}}} \right) \quad (16)$$

$$Q = \frac{R_2}{R_5 R_8} \sqrt{\frac{R_6}{R_7}} \left[G_{DSO}^{T1} \left(1 - \sqrt{\frac{\varphi_B - U_{GS}^{T1}}{\varphi_B - U_p^{T1}}} \right) \right]^{-1} \quad (17)$$

Uwzględnienie nieidealności zbieżności charakterystyk tranzystorów T2 i T3 prowadzi do wyrażenia wiążącego względną odchyłkę δQ ze względną różnicą konduktancji kanałów T2 i T3.

$$\delta Q = \frac{Q_1 - Q_T}{Q_1}, \quad (18)$$

gdzie:

Q_i - dobroć dla idealnej zbieżności charakterystyk,

Q_r - dobroć rzeczywista.

I tak

$$\delta Q = 1 - \sqrt{1 - \delta G_{DS}} = 1 - \sqrt{1 - \frac{G_{DS}^{T2} - G_{DS}^{T3}}{G_{DS}^{T2}}}. \quad (19)$$

Indeksy $T1, T2, T3$ w wyrażeniach (16), (17) i (19) odnoszą się do tranzystorów $T1, T2, T3$.

Teoretyczny zakres zmian dobroci Q przy określonej pulsacji środkowej jest ograniczony z uwagi na charakterystykę częstotliwościową wzmacniaczy operacyjnych [1].

3. Analiza wrażliwości

Wrażliwość pierwszego rzędu na zmiany parametrów oceniamy wg definicji klasycznej podanej przez Bodego

$$S_{x_1}^T = \frac{\partial(\ln T)}{\partial(\ln x_1)} = \frac{\partial T}{\partial x_1} \cdot \frac{x_1}{T}. \quad (20)$$

Z definicji wrażliwości pierwszego rzędu wynikają pewne własności [1], [2], dzięki którym wrażliwości $S_{x_1}^Q$ i $S_{x_1}^{\omega_0}$ mogą być wyrażone za pomocą wzorów:

$$S_{x_1}^Q = \frac{1}{2} (S_{x_1}^{a_0} + S_{x_1}^{a_2} - 2S_{x_1}^{a_1}), \quad (21)$$

$$S_{x_1}^{\omega_0} = \frac{1}{2} (S_{x_1}^{a_0} - S_{x_1}^{a_2}). \quad (22)$$

W rozpatrywanym przez nas modelu z rys. 3

$$S_{R_2}^Q = 1, \quad S_{R_6}^Q = 1, \quad S_{R_5}^Q = -1, \quad S_{R_7}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{R_8}^Q = -\frac{1}{2}.$$

Natomiast:

$$S_{R_3}^{\omega_0} = -1, \quad S_C^{\omega_0} = -1, \quad S_{R_8}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{R_7}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}.$$

4. Weryfikacja praktyczna i wnioski

Układ przedstawiony na rys. 6 sprawdzono praktycznie, realizując filtr środkowoprzepustowy.

W układzie modelowym zastosowano wzmacniacze operacyjne ULY 7741 oraz tranzystory polowe BF 245. Ze względu na małą wartość napięcia progowego tranzystorów i wymaganego dużego zakresu regulacji dobroci Q i pulsacji ω_0 (a więc dużych zmian U_{GS}) wartość międzyszczytowa napięcia wejściowego nie powinna przekraczać 100 mV. Dla wartości podanych na rys. 6 uzyskano następujące rezultaty:

Zakres zmian częstotliwości środkowej osiągnięto 2,5 Hz - 2 kHz. Wartości realizowanych dobroci wynosiły od kilkudziesięciu do około 1000. Przy zastosowaniu wewnątrznie skompensowanych wzmacniaczy operacyjnych filtr staje się niestabilny dla częstotliwości kilku kHz przy wymaganej dobroci rzędu kilkuset. Prosta struktura układu oraz łatwość niezależnego przestrajania pulsacji środkowej filtru i dobroci za pomocą napięcia stałego czynią go atrakcyjnym w wielu zastosowaniach. Może być on zastosowany w prostych analizatorach widmowych w zakresie małych i bardzo małych częstotliwości z automatycznym przestrajaniem zakresu i przedziału analizy, w układach pomiarowych.

LITERATURA

- [1] Białko M. i inni: Filtry aktywne RC. WNT, Warszawa 1979.
- [2] Hruby J., Novak M.: Filtry RC. Academia, Praha 1976.
- [3] Marciniak W.: Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone. WNT, Warszawa 1979.
- [4] Pawłowski J.: Podstawowe układy elektroniczne-wzmacniacze i generatory. WNT, Warszawa 1980.
- [5] Świt A., Puktorak J.: Przyrządy półprzewodnikowe. WNT, Warszawa 1979.
- [6] Akerberg D., Mossberg K.: A versatile active RC building block with inherent compensation for the finite bandwidth of the amplifier. IEEE Trans. Circuits and System, vol. CAS-21, 1974.
- [7] Czarnul Z., Białko M.: Realizacja filtrów aktywnych RC przestrajanych cyfrowo o zwiększonym zakresie częstotliwości. V KK TO i UE, Łódź 1982.
- [8] Guziński A., Matheau J.C.: Projektowanie filtrów R - przełączane. VII KK TO i UE, Kazimierz 1984.
- [9] Kerwin W., Huelsman L., Newcomb R.: State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions, IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-2, 1967.

- [10] Pasko M.: Wszecchprzepustowa sekcja drugiego rzędu na bazie ogniwa środkowoprzepustowego z okresowo sterowanymi parametrami. VII-SPETO, Ustroń 1984.
- [11] Pasko M., Topór-Kamiński L.: Rezystancyjno-przełącznikowe układy elektryczne. VIII - SPETO, Ustroń 1985.

Recenzent:

Doc. dr hab. inż. Maciej Siwczyński

Wpłynęło do Redakcji 15 kwietnia 1986 r.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ RC ВТОРОГО ПОРЯДКА С ЭЛЕКТРОННОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ ПАРАМЕТРОВ

Резюме

В статье проведён анализ активной системы RC содержащей сумматоры и интеграторы, реализующей передаточную функцию типа напряжение-напряжение фильтров второго порядка.

Некоторая модификация обобщённой схемы, выполняющей передаточную функцию n -порядка, пользующейся интеграторами и сумматорами [1] представляет возможность осуществления фильтра низких частот, полосового и полосового задерживающего фильтров, вмещающих четыре операционных усилителя [2]. Для полосового фильтра проведена электронная перестройка пульсации ω_0 с постоянными значениями добротности и H_0 , а также перестройка добротности Q с постоянными значениями пульсации ω_0 и H_0 .

В статье помещены итоги опытов с вышеуказанными фильтрами. Проведён также анализ чувствительности S_x^Q и $S_x^{\omega_0}$.

THE SECOND ORDER ACTIVE RC FILTERS WITH VARIABLE PARAMETERS

Summary

The paper contains an analysis of active RC filter, which permits realization of the 2nd order voltage - voltage transfer function by the use of integrators and summators. The authors modify the general realization of the n - order transfer function with integrators and summators [1] and obtain the particular realization of 2nd order low band - pass, middle band - pass and middle band - stop active filters made of four operating amplifiers [2]. On the base of middle band - pass filter, the authors show the possibility of electronic control of angular middle frequency ω_0 , when

