

Marian PASKO

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI

Institut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechnika Śląska

FILTR AKTYWNY RC O STRUKTURZE RÓWNOLEGŁEJ PRZEŁĄCZANEJ

Streszczenie. Przedstawiono sposób realizacji transmitacji zmienianej cyfrowo poprzez przełączanie struktury równoległej filtru, impulsami sterującymi o zmiennym współczynniku wypełnienia. Pokazano przykładową realizację filtru środkowoprzepustowego o regulowanej szerokości pasma.

1. Wprowadzenie

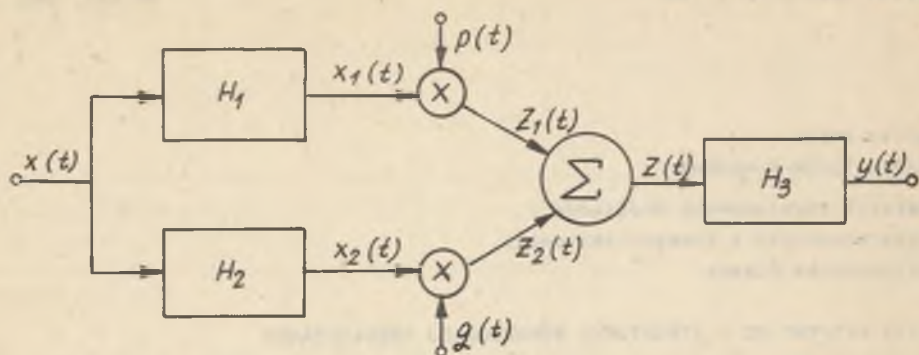
W związku z coraz powszechniejszym stosowaniem mikroprocesorów w układach sterujących, zachodzi często konieczność przestrajania parametrów torów analogowych sygnałem cyfrowym. Realizuje się to obecnie najczęściej poprzez bezpośrednią zmianę wartości pewnych elementów w filtrach analogowych, takich jak rezystancje lub współczynniki wzmocnienia przy zastosowaniu mnożących przetworników cyfrowo-analogowych [1], [3]. W niniejszej pracy przedstawiono sposób realizacji zmienianej cyfrowo poprzez przełączanie, struktury równoległej filtru, przy czym sterowaniu cyfrowemu podlega współczynnik wypełnienia impulsów sterujących przy ich stałej częstotliwości. Zasada ta bywała dotychczas stosowana przy zmianach wielkości rezystancji, przy czym wartość jej przyjmowana była jako średnia za okres przebiegu sterującego [2], [4], [5].

2. Ogólna zasada działania

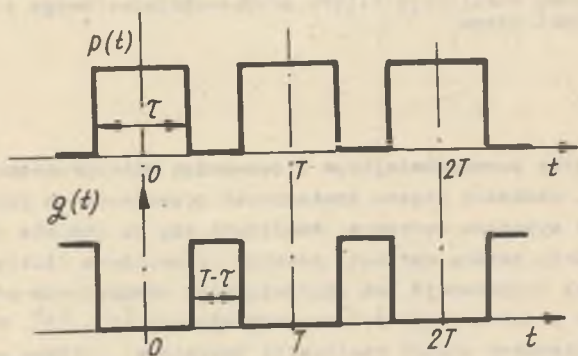
Na rysunku 1 przedstawiony jest blokowy schemat filtru o strukturze równoległej przełączanej.

W układzie tym: bloki H_1 i H_2 są filtrami podstawowymi o dowolnych z góry zaprojektowanych transmitancjach elementarnych, np. dolno- górno- lub środkowoprzepustowych.

Bloki mnożące reprezentują w ogólnym przypadku klucze jako elementy przełączające. Blok Σ jest sumatorem, a blok H_3 idealnym filtrem dolno-
przepustowym.



Rys. 1



Rys. 2

Na rysunku 2 przedstawione są przebiegi czasowe funkcji $p(t)$ i $q(t)$ sterujących kluczami.

Funkcje te opisane są relacjami:

$$p(t) = a \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c(k\pi a) e^{jk\omega_0 t} \quad (1)$$

$$q(t) = (1-a) \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_c[k\pi(1-a)] e^{jk\omega_0 (t - \frac{T}{2})} \quad (2)$$

w których: $a = \frac{\tau}{T}$, $\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$.

Współczynniki wypełnienia tych przebiegów sterowane są jednocześnie sygnałem cyfrowym w układzie opisanym na rys. 5, w ten sposób, że spełniona jest zawsze zależność:

$$p(t) \cdot q(t) = 0 \quad (3)$$

Transformaty Fouriera tych przebiegów wynoszą:

$$P(\omega) = 2\pi a \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{Sc}(k\omega_s a) \delta(\omega - k\omega_s) \quad (4)$$

$$Q(\omega) = 2\pi(1-a) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{Sc}[k\omega_s(1-a)] \delta(\omega - k\omega_s) e^{-j\omega \frac{T}{2}} \quad (5)$$

Widma sygnałów wyjściowych z filtrów podstawowych wynoszą:

$$X_1(\omega) = H_1(\omega) X(\omega) \quad (6)$$

$$X_2(\omega) = H_2(\omega) X(\omega) \quad (7)$$

Natomiast sygnały Z_1 i Z_2 za kluczami mają widma:

$$Z_1(\omega) = \frac{1}{2\pi} [X_1(\omega) * P(\omega)] \quad (8)$$

$$Z_1(\omega) = a \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{Sc}(k\omega_s a) X_1(\omega - k\omega_s) \quad (9)$$

$$Z_2(\omega) = \frac{1}{2\pi} [X_2(\omega) * Q(\omega)] \quad (10)$$

$$Z_2(\omega) = (1-a) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{Sc}[k\omega_s(1-a)] X_2(\omega - k\omega_s) e^{-j\omega \frac{T}{2}} \quad (11)$$

Sygnał wyjściowy z sumatora posiada widmo:

$$Z(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left\{ a \text{Sc}(k\omega_s a) X_1(\omega - k\omega_s) + \right. \\ \left. + (1-a) \text{Sc}[k\omega_s(1-a)] X_2(\omega - k\omega_s) e^{-j\omega \frac{T}{2}} \right\} \quad (12)$$

Zakłada się, że sygnał wejściowy $x(t)$ ma ograniczone widmo, czyli

$$x(\omega) = 0 \quad \text{dla } |\omega| \leq \Omega \quad (13)$$

Natomiast pulsacja przełączania kluczy ω_s musi spełniać zależności:

$$\omega_s = \frac{2\pi}{T} \geq 2\Omega \quad (14)$$

Filtr H_3 teoretycznie powinien być idealnym filtrem dolnoprzepustowym o częstotliwości granicznej ω_d , przy czym winno zachodzić:

$$\Omega \leq \omega_d \leq \omega_s - \Omega \quad (15)$$

Sygnał wyjściowy $y(t)$ całego układu będzie miał wtedy widmo ograniczone do $k = 0$ i opisane relacją:

$$Y(\omega) = aX_1(\omega) + (1-a)X_2(\omega)e^{-j\omega\frac{T}{2}} \quad (16)$$

Wobec relacji (6) i (7) oraz założeniu, że $\omega_s \geq \Omega$ otrzymuje się transmitację całego filtra jako:

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = aH_1(\omega) + (1-a)H_2(\omega) \quad (17)$$

Jak wynika z relacji (17) przedstawiona na rys. 1 struktura przełączana filtra pozwala otrzymać wypadkową transmitancję jako sumę transmitancji filtrów podstawowych H_1 i H_2 wziętych z pewnymi wagami zależnymi od współczynnika wypełnienia a sterowanego sygnałem cyfrowym.

3. Filtr środkowo-przepustowy o regulowanej szerokości pasma

Spośród wielu możliwości realizacji filtrów sterowanych na jakie pozwala struktura z rys. 1 jako przykład rozpatrywany będzie filtr środkowo-przepustowy o regulowanej szerokości pasma. W tym przypadku filtry podstawowe H_1 i H_2 dobiera się jako elementarne ogniwa środkowoprzepustowe o tych samych częstotliwościach środkowych i wzmocnieniach:

$$\omega_{o1} = \omega_{o2} = \omega_o, \quad H_{1o} = H_{2o} = H_o \quad (18)$$

a różnych dobrociach Q_1 i Q_2 , przy czym:

$$Q_1 = nQ_2 \quad (19)$$

Zatem dla transmitancji H_1 i H_2 wyrażonych relacjami:

$$H_1(\omega) = \frac{jk\omega a_1}{a_0 - \omega^2 + ja_1\omega} \quad (20)$$

$$H_2(\omega) = \frac{jk\omega b_1}{b_0 - \omega^2 + jb_1\omega} \quad (21)$$

oraz wobec relacji (17), (18) i (19) otrzymuje się dla całego filtra:

$$H(\omega) = k_j B \frac{C[a(1-n) + n] + jnB}{C^2 + jBC(1+n) - nB^2} \quad (22)$$

gdzie:

$$b_1 = na_1 \quad (23)$$

$$B = a_1\omega \quad (24)$$

$$C = a_0 - \omega^2 \quad (25)$$

Następnie można określić moduł transmitancji $H(\omega)$ dla częstotliwości znormalizowanej.

$$\zeta = \frac{\omega}{\omega_0} \quad (26)$$

oraz dobroci

$$Q = \frac{\omega_0}{a_1} \quad (27)$$

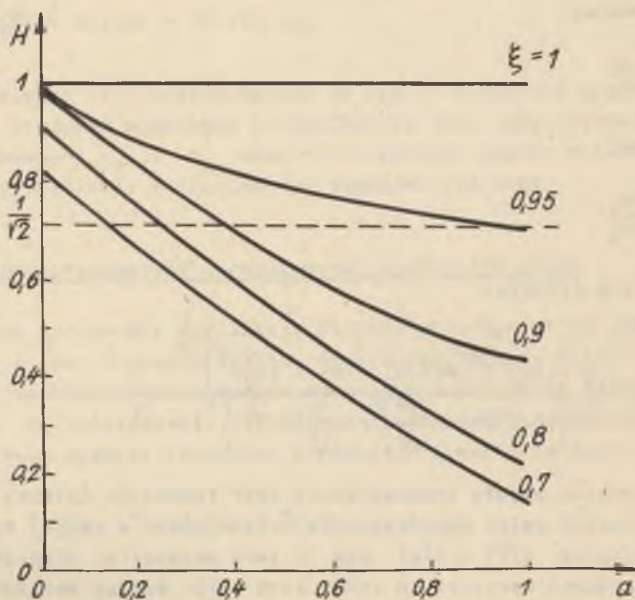
Otrzymuje się relację:

$$\frac{H(\zeta)}{H(1)} = \frac{k_j}{Q} \frac{\left\{ (1-\zeta^2)^2 [a(1-n) + n] + \left(\frac{n}{Q}\right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}}{\left[(1-\zeta^2) - n \frac{\zeta^2}{Q^2} \right]^2 + \left[\frac{\zeta}{Q} (1-\zeta^2) \right]^2 (1+n)^2} \quad (28)$$

Otrzymana postać modułu transmitancji jest trudna do dalszej analizy, zatem aby określić wpływ współczynnika wypełnienia a na jej wartość sporządzono diagram $H(\zeta) = f(a)$ dla ζ jako parametru. Diagram sporządzono dla przykładowych wartości $n = 10$ i $Q = 10$ według tablicy 1 i przedstawiono na rys. 3.

Tablica 1

$\xi \backslash a$	0	0,2	0,4	0,5	0,6	0,8	0,9	1
0,7	0,81	0,66	0,52	0,45	0,38	0,25	0,18	0,14
0,8	0,91	0,75	0,60	0,53	0,45	0,32	0,26	0,22
0,9	0,98	0,84	0,70	0,64	0,58	0,49	0,45	0,43
0,95	0,99	0,87	0,83	0,79	0,76	0,72	0,71	0,69
1	1	1	1	1	1	1	1	1



Rys. 3

Na diagramie linię przerywaną oznaczono poziom 3 dB spadku modułu wypadkowego transmitancji całego filtra. Na poziomie tym można odczytać wpływ wartości współczynnika wypełnienia a na szerokość pasma.

4. Realizacja praktyczna przykładowego filtra środkowoprzepustowego

W celu przebadania własności podanej struktury filtra zaprojektowano i wykonano filtr o własnościach jak w punkcie 3, którego schemat przedstawiono na rys. 4. Filtry podstawowe zrealizowano na wzmacniaczach W_2 i W_3 jako środkowoprzepustowe o częstotliwości $f_0 = 500$ Hz i dobrociach odpowiednio $Q_1 = 62,8$ oraz $Q_2 = 6,28$.

Funkcję przełączników spełniał układ scalony MCY 74066 sterowany z przetwornika sygnału cyfrowego na szerokość impulsu, którego schemat przedstawiony jest na rys. 5.

Charakterystyki modułu transmitancji całego filtra wykreślone na rejestratorze X-Y w skalach liniowych częstotliwości i wzmocnienia przedstawione są na rys. 6. Linie te są wykreślone odpowiednio dla pięciu wartości współczynnika wypełnienia $a = 0, \frac{1}{4}, \frac{1}{2}, \frac{3}{4}, 1$, co odpowiada dwubityowym dekoderom w układzie przetwornika z rys. 5.

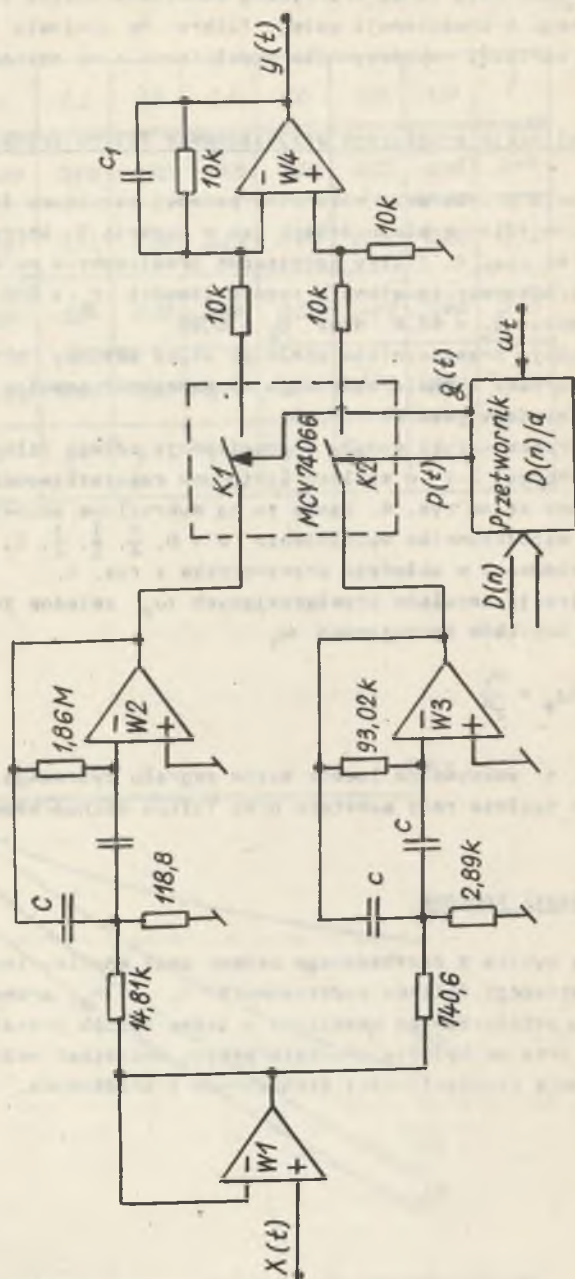
Pulsacja impulsów przełączających ω_s zależna jest od pulsacji przebiegu impulsów taktujących ω_t .

$$\omega_s = \frac{\omega_t}{2^n} \quad (29)$$

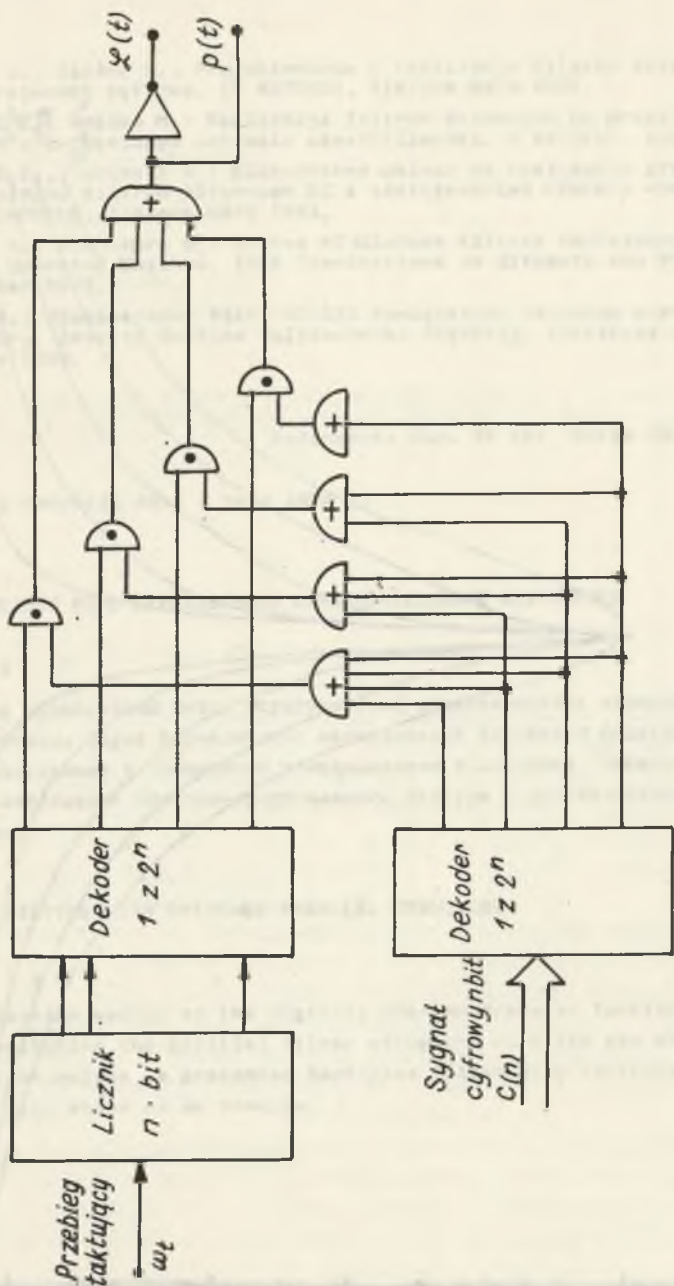
gdzie n maksymalna liczba bitów sygnału cyfrowego. Wzmacniacz W_4 na rys. 4 spełnia rolę sumatora oraz filtra dolnoprzepustowego.

5. Wnioski końcowe

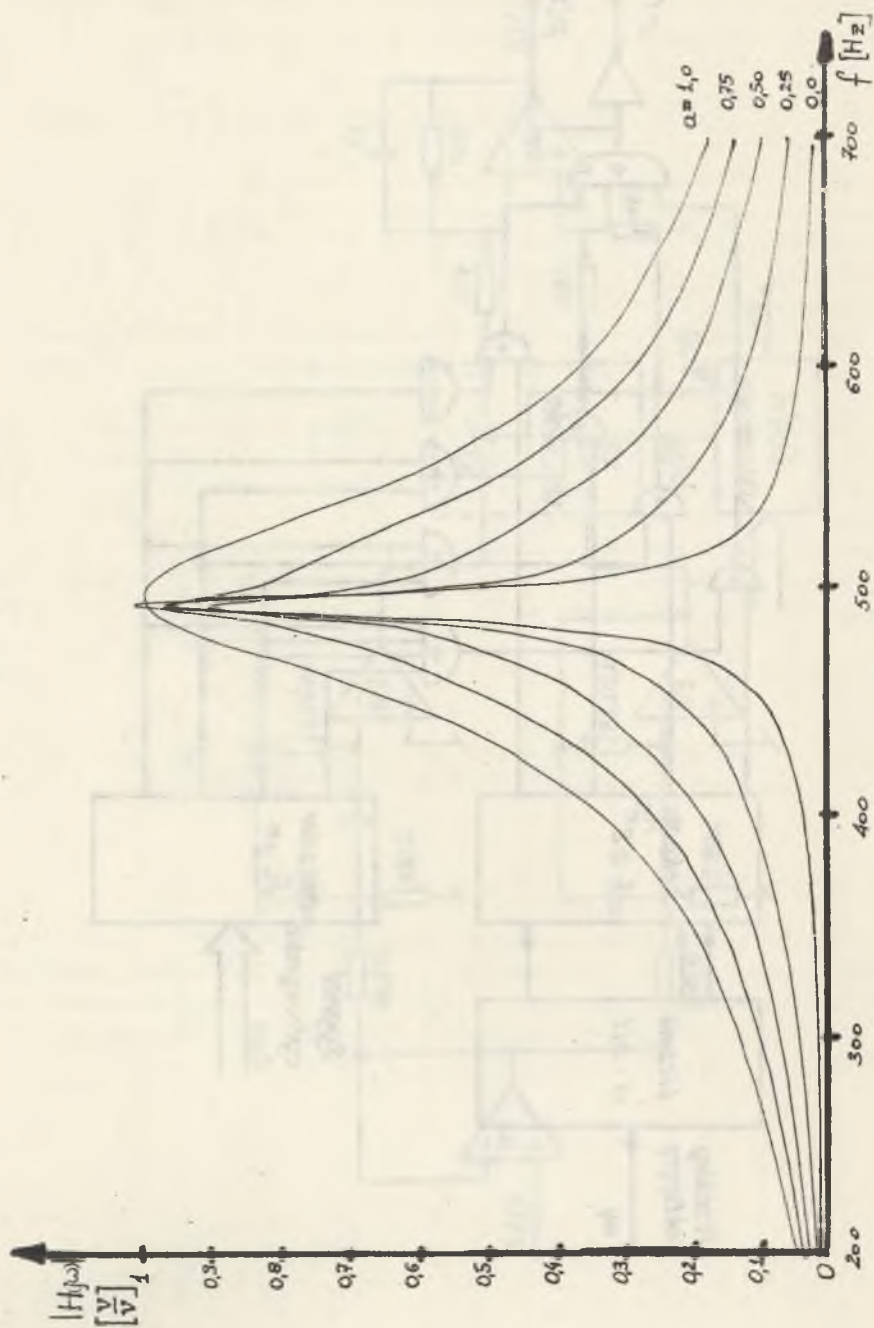
Jak wynika z przebadanego układu oraz analizy innych przypadków doboru transmitancji filtrów podstawowych H_1 i H_2 , przedstawiona struktura filtra przełączanego umożliwia w łatwy sposób przestrajanie szerokości pasma oraz nachylenia charakterystyk, natomiast mało efektywne jest przestrajanie częstotliwości granicznych i środkowych.



Rys. 4



Rys. 5



Rys. 6

LITERATURA

- [1] Żurada J., Biażko M.: Projektowanie i realizacja filtrów aktywnych RC przestrajanych cyfrowo. IV KKTOiUE, Zielona Góra 1981.
- [2] Czarnul Z., Biażko M.: Realizacja filtrów aktywnych RC przestrajanych cyfrowo o zwiększonym zakresie częstotliwości. V KKTOiUE, Łódź 1982.
- [3] Czarnul Z., Guzinski A.: Elementarne układy do realizacji przestrajanych cyfrowo filtrów aktywnych RC z zastosowaniem RZNSN o wzmacnieniu 1. IV KKTOiUE, Zielona Góra 1981.
- [4] Hirana K., Nishimura S.: Active RC All-Pass Filters Containing Periodically Operated Switches. IEEE Transactions on Circuits and Systems, September 1975.
- [5] Pasko M.: Wąskopasmowy filtr RC-GIC zawierający okresowo sterowane parametry. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z. 95, Gliwice 1985.

Recenzent: doc. dr inż. Maria Jastrzębska

Wpłynęło do redakcji dnia 2 maja 1984 r.

АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР RC С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНОЙ СТРУКТУРОЙ

Резюме

В статье представлен метод осуществления характеристики изменяющей цифровым сигналом, через переключение параллельной структуры фильтра, управляемыми импульсами с переменным коэффициентом заполнения. Показано примерное осуществление полосно-пропускающего фильтра с регулируемой шириной пропускания.

ACTIVE RC FILTERS WITH SWITCHED PARALLEL STRUCTURE

Summary

A realization method of the digitally changed transfer function by the means of switching the parallel filter structure with the use of varying time duration pulses is presented. Band-pass filter with controlled band width has been shown as an example.