<u>2004</u> Nr kol. 1611

Tomasz ADRIKOWSKI, Marian PASKO Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej. Zakład Elektrotechniki i Informatyki

FILTRY ANTYALIASINGOWE Z UŻYCIEM WZMACNIACZY TRANSKONDUKTANCYJNYCH

Streszczenie. W pracy określono obszar stosowania filtrów analogowych w przetwarzaniu sygnałów, w świetle wszechobecności filtrów cyfrowych. Zwrócono szczególną uwagę na bardzo ważne zastosowanie filtrów analogowych w antyaliasingu. Przedstawiono aproksymację stosowaną w filtrach eliptycznych, zestawiając ją z pozostałymi znanymi aproksymacjami stosowanymi w filtrach. Określono przesłanki skłaniające do wyboru w antyaliasingu aproksymacji eliptycznej. Przedstawiono możliwość realizacji filtrów eliptycznych z użyciem struktur bikwadratowych zawierających wzmacniacze transkonduktancyjne zamiast najczęściej stosowanych wzmacniaczy transkonduktancyjnych. Rozważania zilustrowano symulacjami.

ANTIALIASING FILTERS USING TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

Summary. In this paper the field of application of analog filters in signal processing, in the light of ubiquitous digital filters, is described. The special attention is paid to the very important application of elliptic filters in antialiasing. The approximation used in elliptic filters is showed, and compared with the others known filter approximations. The premises which lean towards the choice the elliptic approximation in antialiasing are described. The realization of elliptic filters with the help of biquadratic sections, that include transconductance amplifiers instead of the most commonly used operational amplifiers, is showed. The advantages which result from using transconductance amplifiers are presented. Considerations are illustrated by simulations.

1. WSTĘP

Filtry analogowe nadal mają wielkie znaczenie praktyczne pomimo wszechobecności filtrów cyfrowych. Wykazują w stosunku do filtrów cyfrowych bardzo istotną zaletę: nadają się do pracy w znacznie szerszym paśmie częstotliwości oraz są szybsze w działaniu. Co więcej, każde zastosowanie filtru cyfrowego pociąga za sobą konieczność użycia

antyaliasingowego filtru analogowego, którego celem jest odfiltrowanie wyższych harmonicznych, które pojawiają się zawsze wskutek koniecznego próbkowania stosowanego w filtrach cyfrowych. W roli filtru antyaliasingowego filtr analogowy jest nie do zastąpienia przez filtr cyfrowy [12]. Z tego powodu wydają się zasadne ciągłe prace nad poprawą właściwości filtrów analogowych z zastosowaniem różnych dostępnych technik realizacji. Klasyczną formą realizacji praktycznej filtrów analogowych są struktury bikwadratowe ze operacyinymi (OPA). Istnieje możliwość wzmacniaczami opracowania struktur bikwadratowych zawierających wzmacniacze transkonduktancvine (OTA). zamiast klasycznych wzmacniaczy operacyjnych. Wzmacniacz transkonduktancyjny w sposób istotny różni się funkcjonalnie od wzmacniacza operacyjnego. Mianowicie wzmacniacz operacyjny pracuje jako wzmacniacz napięciowy o bardzo silnym wzmocnieniu i wymaga, dla poprawnej liniowej pracy, objęcia go pętlą ujemnego sprzężenia zwrotnego. Natomiast produkowane obecnie wzmacniacze transkonduktancyjne, pełniące funkcję źródła prądu sterowanego napięciem, pracują liniowo bez ujemnego sprzężenia zwrotnego. Wzmocnienie wzmacniacza transkonduktancyjnego można liniowo przestrajać w szerokim zakresie za pomocą odpowiedniego pradu sterującego. Przestrajalność wzmocnienia umożliwia zaprojektowanie regulowanych parametrach. W ten sposób stosując wzmacniacze struktur 0 transkonduktancyjne można zbudować filtry analogowe o przestrajanych parametrach, co nie jest możliwe w przypadku zastosowania klasycznych wzmacniaczy operacyjnych.

2. FILTR ANTYALIASINGOWY

Obecnie w procesie obróbki sygnału analogowego coraz częściej sygnał analogowy jest transformowany do postaci cyfrowej, gdzie technikami cyfrowymi realizowana jest wszelka jego właściwa obróbka. Następnie sygnał cyfrowy po obróbce zamieniany jest z powrotem na postać sygnału analogowego. Schemat blokowy opisywanej obróbki sygnału analogowego przedstawiono na rys.1.



Rys. 1. Schemat blokowy typowej obróbki sygnału analogowego z wtrąconym przetwarzaniem cyfrowym Fig. 1. Block diagram of the typical analog signal processing with in digital conversion

W ramach cyfrowego przetwarzania może być realizowana wszelka filtracja sygnału, dokonywana w filtrach cyfrowych w sposób niezwykle skuteczny i niezwykle tani – co jest typowe dla technik cyfrowych. Końcowe odtworzenie sygnału analogowego, poprzez przetwarzanie cyfrowo-analogowe, odbywa się zawsze z pewną niejednoznacznością w dziedzinie częstotliwości, wskutek zjawiska aliasingu. Mianowicie w widmie otrzymanego sygnału analogowego pojawiają się pasożytnicze harmoniczne o częstotliwościach występowania układających się w dwa nieskończone ciągi [9]:

- a) ciąg prążków ujemnych o częstotliwościach: kf_s - f_0 , k = 1, 2, 3, ...,
- b) ciąg prążków dodatnich o częstotliwościach: kf_s+f_0 , k = 1, 2, 3, ...,
- gdzie: f_s częstotliwość próbkowania analogowego sygnału poddawanego obróbce o częstotliwości f₀.

Częstotliwość próbkowania f_s jest n-krotnością częstotliwości f_0 sygnału próbkowanego, gdzie n jest liczbą próbek tego sygnału zdejmowanych za okres.

Filtr antyaliasingowy ma za zadanie wytłumić wszystkie aliasingowe harmoniczne zakłóceniowe, począwszy od pierwszej harmonicznej o częstotliwości f_s - f_0 . Równocześnie poziom harmonicznej podstawowej o częstotliwości f_0 powinien pozostać bez zmian. Wynika stąd, że w roli filtru antyaliasingowego należy zastosować filtr dolnoprzepustowy o częstotliwości granicznej f_{gr} spełniającej warunek:

$$1 < \frac{f_{gr}}{f_0} < n - 1.$$
 (1)

Usytuowanie częstotliwości granicznej filtru zilustrowano na rys. 2.



Rys. 2. Koncepcja filtru antyaliasingowego Fig. 2. The conception of antialiasing filter

3. APROKSYMACJA ELIPTYCZNA W ANTYALIASINGU

Skuteczność dolnoprzepustowego filtru antyaliasingowego zależy od jego selektywności, czyli od stromości charakterystyki przy przejściu z pasma przepustowego do zaporowego. Uzyskana selektywność zależy od wyboru aproksymacji. Spośród znanych aproksymacji, stosowanych w filtrach:

- funkcja Bessela,
- funkcja Butterwortha,
- funkcja Czebyszewa,
- funkcja eliptyczna,

największą stromość gwarantuje funkcja eliptyczna stosowana w filtrze eliptycznym. Szerzej problematykę wyboru najdogodniejszej aproksymacji w antyaliasingu opisano w pracy [9].

Charakterystyka częstotliwościowa filtru eliptycznego ma zafalowania zarówno w paśmie przepustowym, jak i paśmie zaporowym. W paśmie przepustowym osiąganym w zakresie częstotliwości $f \in (0, f_{gr})$, tłumienie waha się w przedziale od A_{ur} do A_{up}, a wahania nie przekraczają zadanej nierównomierności R. W paśmie zaporowym osiąganym w przedziale częstotliwości $f \in \langle f_s, \infty \rangle$, tłumienie jest nie mniejsze niż A_{us}. Ważnym parametrem filtru eliptycznego jest współczynnik k, zwany modułem całki eliptycznej pierwszego rodzaju. W fazie projektowania można ustalić dowolnie wartość parametru k z przedziału wartości $0 \le k < 1$. Przyjęta wartość wpływa na stromość charakterystyki oraz osiągane minimalne tłumienie A_{us} w paśmie zaporowym. Regułą jest, że wzrost k powoduje wzrost nachylenia charakterystyki, lecz równocześnie powoduje zmniejszenie gwarantowanego minimalnego tłumienia A_{us}. Charakterystyka filtru eliptycznego przy przejściu z pasma przepustowego do zaporowego (w obszarze przejściowym) odznacza się najbardziej gwałtownym spadkiem, spośród wszystkich znanych filtrów. Miarą tego spadku jest nachylenie charakterystyki N_{dB/dek}, wyrażane w dB/dek i określane zależnością:

$$N_{dB/dek} = \frac{20\log\left(\frac{A_{us}}{A_{up}}\right)}{\log\left(\frac{f_{gr}}{f_s}\right)}.$$
(2)

Na rys. 3 przedstawiono w sposób ogólny charakterystykę filtru eliptycznego z zaznaczonymi charakterystycznymi parametrami, na przykładzie filtru eliptycznego 4 rzędu.





Fig. 3. Frequency characteristic with marked distinctive parameters of the elliptic filter, for the example of 4th order elliptic filter

Na rys. 4 przedstawiono dla porównania charakterystyki filtrów 5 rzędu: Bessela, Butterwortha, Czebyszewa i eliptycznego klasy k = 0.5, o nierównomierności pasma

przepustowego 3 dB. Natomiast szczegółowo aproksymację stosowaną w filtrach eliptycznych opisano w pracy [6].



Rys. 4. Porównanie charakterystyk filtrów 5 rzędu o nierównomierności pasma przepustowego wynoszącej 3 dB: Bessela, Butterwortha, Czebyszewa oraz filtru eliptycznego klasy k = 0,5 Fig. 4. Comparison of characteristics of 5th order filters with pass-band ripple equal 3 dB: Bessel filter, Butterworth filter, Chebyshev filter and elliptic filter class k = 0,5

4. REALIZACJA FILTRÓW ELIPTYCZNYCH ZA POMOCĄ STRUKTUR BIKWADRATOWYCH

Do budowy filtrów eliptycznych parzystego rzędu r, wszystkich rodzajów przepustowości (dolnoprzepustowy, górnoprzepustowy, pasmowoprzepustowy, pasmowozaporowy) potrzebne są co najwyżej dwa typz struktur bikwadratowych, oznaczone jako struktura typu "a" lub struktura typu "b" oraz struktura proporcjonalna o wzmocnieniu mniejszym od jedności. Użyte struktury tworzą układ kaskadowy. Struktura typu "a" powinna realizować transmitancję:

$$K_u(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + 2\sigma s + \omega_p^2}, \text{ przy czym } \omega_z > \omega_p, \qquad (3)$$

natomiast struktura typu "b":

$$K_u(s) = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + 2\sigma s + \omega_p^2}, \text{ przy czym } \omega_z < \omega_p.$$
(4)

Układ struktur potrzebny do realizacji filtrów w zależności od typu przepustowości przedstawiono na rys. 5. Szerzej problematykę budowy filtrów eliptycznych parzystego rzędu na bazie struktur bikwadratowych opisano w pracy [7].



Rys. 5. Schematy blokowe przedstawiające układ struktur dla realizacji następujących filtrów parzystego rzędu r: a) filtr dolnoprzepustowy, b) filtr górnoprzepustowy, c) filtr pasmowoprzepustowy, d) filtr pasmowozaporowy

Fig. 5. Block diagrams showing the composition of structures for the realization of even order r filters: a) low-pass filter, b) high-pass filter, c) band-pass filter, d) band-stop filter

5. ELIPTYCZNE STRUKTURY BIKWADRATOWE ZE WZMACNIACZEM TRANSKONDUKTANCYJNYM (OTA)

Na rys. 6 przedstawiono model idealnego wzmacniacza transkonduktancyjnego [13]. Model ten w sposób wyidealizowany przedstawia koncepcję stosowaną w produkowanych obecnie scalonych wzmacniaczach transkonduktancyjnych [1].





Fig. 6. Ideal transconductance amplifier (OTA): a) symbol, b) source model, c) admittance matrix

Wzmacniacz transkonduktancyjny jest w istocie źródłem prądu sterowanym napięciem. Prąd wyjściowy I_{wy} jest sterowany różnicowym napięciem wejściowym U_r:

$$I_{wy} = g_m U_r, \qquad (5)$$

gdzie: gm – transkonduktancja przejściowa, czyli współczynnik wzmocnienia wzmacniacza.

Współczynnik wzmocnienia g_m w praktycznych wykonaniach wzmacniacza jest liniowo przestrajany dodatkowym prądem sterującym I_{ABC} (rys. 6a):

$$g_m \sim I_{ABC} \,. \tag{6}$$

Rezystancja wejściowa Rwe oraz wyjściowa Rwy wzmacniacza dąży do nieskończoności:

$$R_{we} = \infty , \ R_{wy} = \infty . \tag{7}$$

5.1. Zalety stosowania wzmacniaczy transkonduktancyjnych

Ze stosowania wzmacniaczy transkonduktancyjnych do realizacji struktur eliptycznych wynikają dwie istotne korzyści:

- Wzmocnienie wzmacniacza OTA jest sterowane liniowo prądem sterującym I_{ABC}, dzięki czemu odpowiednio projektując struktury bikwadratowe można z ich użyciem uzyskać filtry o regulowanych parametrach – np. filtr o sterowanej prądowo częstotliwości granicznej.
- 2. W odróżnieniu od wzmacniacza operacyjnego, wzmacniacz OTA może pracować bez wstępnego ujemnego sprzężenia zwrotnego. Dzięki temu liczba elementów R, C w strukturach bikwadratowych zawierających wzmacniacze OTA, jest pomniejszona o liczbę elementów R tworzących ujemne sprzężenie zwrotne. Jest to korzystne ze względu na mniejszą wrażliwość oraz niższe koszty wykonania.

5.2. Eliptyczne struktury OTA-RC

Filtry eliptyczne dowolnego rodzaju przepustowości (dolnoprzepustowy, górnoprzepustowy, pasmowoprzepustowy, pasmowozaporowy) można zrealizować za pomocą dwóch typów opracowanych struktur bikwadratowych OTA-RC [8], zawierających oprócz dwóch idealnych wzmacniaczy OTA, dwa rezystory oraz dwa kondensatory. Są to: struktura typu "a" oraz struktura typu "b".

Struktura typu "a". Schemat opracowanej struktury typu "a" został przedstawiony na rys. 7. Transmitancja $K_u(s)$ struktury typu "a" jest opisana zależnością:

$$K_{u}(s) = \frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = \frac{s^{2} + \omega_{z}^{2}}{s^{2} + 2\sigma s + \omega_{p}^{2}} = \frac{s^{2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1}C_{2}}}{s^{2} + \frac{1}{R_{1} + R_{2}} + g_{m2}} + \frac{R_{1}}{R_{1} + R_{2}} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1}C_{2}},$$
(8)

gdzie:

$$\sigma = \frac{1}{2} \frac{\frac{1}{R_1 + R_2} + g_{m2}}{C_2}, \ \omega_p^2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}, \ \omega_z^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}, \ (\omega_z^2 > \omega_p^2).$$



Rys. 7. Struktura OTA-RC typu "a" Fig. 7. The OTA-RC structure type "a"

116

Struktura typu "b". Schemat opracowanej struktury typu "b" został przedstawiony na rys. 8. Transmitancja $K_u(s)$ struktury typu "b" jest opisana zależnością:

$$K_{u}(s) = \frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = \frac{s^{2} + \omega_{z}^{2}}{s^{2} + 2\sigma s + \omega_{p}^{2}} = \frac{s^{2} + \frac{R_{1}}{R_{1} + R_{2}} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1}C_{2}}}{s^{2} + \frac{g_{m2}}{C_{2}} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_{1}C_{2}}},$$
(9)

gdzie:

$$\sigma = \frac{1}{2} \frac{g_{m2}}{C_2}, \ \omega_p^2 = \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}, \ \omega_z^2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}, \ (\omega_p^2 > \omega_z^2).$$



Rys. 8. Struktura OTA-RC typu "b" Fig. 8. The OTA-RC structure type "b"

Opracowane struktury – zarówno typu "a" jak i typu "b" – cechuje to, że moduł impedancji wejściowej $|Z_{we}|$, jak i impedancji wyjściowej $|Z_{wy}|$ w całym paśmie częstotliwości osiąga wartość nie mniejszą od pewnej wartości minimalnej:

$$\left|Z_{we}\right| > \frac{R_1 + R_2}{g_{m2}\left(R_1 + R_2\right) + 1}, \left|Z_{wy}\right| > \frac{R_1 + R_2}{g_{m2}\left(R_1 + R_2\right) + 1}.$$
(10)

W związku z tym, aby struktury te przy połączeniu kaskadowym wzajemnie się nie obciążały, należy każdą z nich od strony wyjścia zakończyć separującym wtórnikiem napięciowym. Po zastosowaniu wtórników, można realizować filtr eliptyczny dowolnego typu przepustowości, zgodnie z układami struktur przedstawionymi na rys. 5.

Struktury są tak zaprojektowane, aby parametry transmitancji realizowanej przez daną strukturę, były proporcjonalne do poszczególnych transkonduktancji wzmacniaczy:

$$\sigma \sim g_{m2}, \ \omega_p \sim \sqrt{g_{m1}g_{m2}}, \ \omega_z \sim \sqrt{g_{m1}g_{m2}}, \tag{11}$$

przy czym relacja $\sigma \sim g_{m2}$ dla struktury typu "a" zachodzi tylko z pewnym przybliżeniem, po spełnieniu warunku: $g_{m2} >> \frac{1}{R_1 + R_2}$.

Dzięki relacjom (11) częstotliwość graniczna transmitancji realizowanej przez obie struktury (częstotliwość graniczna dolna f_d dla struktury typu "a", górna f_g dla struktury typu "b") jest proporcjonalna do $\sqrt{g_{m1}g_{m2}}$. Jeżeli ponadto przy obliczaniu wartości elementów struktur zachowa się jednakowe wartości transkonduktancji obu wzmacniaczy: $g_{m1} = g_{m2} = g_{ms}$ wtedy:

$$f_d \sim g_m \text{ oraz } f_g \sim g_m$$
 (12)

Właściwość ta przyczynia się do wygodnego w realizacji praktycznej przestrajania częstotliwości granicznych struktur. Wymuszona zmiana wartości transkonduktancji obu wzmacniaczy we wszystkich strukturach filtru będzie skutkowała proporcjonalną zmianą częstotliwości granicznej całego filtru.

5.3. Filtry eliptyczne z wykorzystaniem opracowanych struktur OTA-RC

Na rysunku 9a przedstawiono schemat eliptycznego filtru dolnoprzepustowego 4 rzędu, klasy k = 0,5, o nierównomierności pasma przepustowego równej 3 dB, o częstotliwości granicznej f_{gr} = 1 kHz. Filtr składa się z jednej struktury proporcjonalnej oraz dwóch opracowanych struktur bikwadratowych OTA-RC typu "a". Każda struktura bikwadratowa jest zakończona wtórnikiem napięciowym. Wartości elementów zostały tak przeliczone, aby transkonduktancja wszystkich wzmacniaczy wynosiła tyle samo – 200 μ S. Na rys. 9b przedstawiono schemat tego samego filtru, w którym jedynie zwiększono o dekadę wartość transkonduktancji wzmacniaczy – do wartości 2 mS, co powoduje zwiększenie dokładanie o dekadę częstotliwości granicznej całego filtru: z 1 kHz do 10 kHz. Na rys. 9c przedstawiono charakterystykę modułu transmitancji napięciowo-napięciowej dla obu przypadków, otrzymaną na drodze symulacji w programie SPICE [10].



Rys. 9a. Schemat eliptycznego filtru dolnoprzepustowego 4 rzędu o częstotliwości granicznej fgr = 1 kHz, jeśli transkonduktancja wszystkich wzmacniaczy wynosi 200 μS
Fig. 9a. The scheme of the low-pass 4th order elliptic filter with limit frequency fgr = 1 kHz, if the transconductance of all amplifiers equals 200 μS



Rys. 9b. Schemat eliptycznego filtru dolnoprzepustowego 4 rzędu o częstotliwości granicznej fgr = 10 kHz, jeśli transkonduktancja wszystkich wzmacniaczy wynosi 2 mS
Fig. 9b. The scheme of the low-pass 4th order elliptic filter of limit frequency fgr = 10 kHz, if the transconductance of all amplifiers equal 2 mS



Rys. 9c. Porównanie charakterystyk częstotliwościowych dolnoprzepustowych filtrów eliptycznych z rys. 9a i rys. 9b

Fig. 9c. Comparison of frequency characteristics of low-pass elliptic filters from fig. 9a and fig. 9b

Na rysunku 10a przedstawiono schemat eliptycznego filtru górnoprzepustowego 4 rzędu, klasy k = 0,5, o nierównomierności pasma przepustowego równej 3 dB, o częstotliwości granicznej f_{gr} = 10 kHz. Filtr zbudowano z jednej struktury proporcjonalnej oraz dwóch opracowanych struktur bikwadratowych OTA-RC typu "b". Każda struktura bikwadratowa jest również zakończona wtórnikiem napięciowym. Wartości elementów R, C zostały tak przeliczone, aby transkonduktancja wszystkich wzmacniaczy wynosiła tyle samo – 200 μ S. Na rys. 10b przedstawiono schemat tego samego filtru, w którym jedynie zwiększono o dekadę wartość transkonduktancji wzmacniaczy – do wartości 2 mS, co powoduje zwiększenie dokładanie o dekadę częstotliwości granicznej górnej całego filtru z 10 kHz do 100 kHz. Na rys. 10c przedstawiono charakterystykę modułu transmitancji napięciowo-napięciowej dla obu przypadków, otrzymaną na drodze symulacji.



Rys. 10a. Schemat eliptycznego filtru górnoprzepustowego 4 rzędu o częstotliwości granicznej $f_{gr} = 10$ kHz, jeśli transkonduktancja wszystkich wzmacniaczy wynosi 200 μ S Fig. 10a. The scheme of the high-pass 4th order elliptic filter with limit frequency $f_{gr} = 10$ kHz, if the transconductance of all amplifiers equal 200 μ S







Rys. 10c. Porównanie charakterystyk częstotliwościowych górnoprzepustowych filtrów eliptycznych z rys. 10a i rys. 10b

Fig. 10c. Comparison of frequency characteristics of high-pass elliptic filters from fig. 10a and fig. 10b

6. PODSUMOWANIE

Antyaliasing jest bardzo ważnym obszarem zastosowania filtrów analogowych, w którym filtry analogowe nie mogą być wyparte przez filtry cyfrowe. Analogowy filtr antyaliasingowy, będący w istocie filtrem dolnoprzepustowym o dużej selektywności, eliminuje składowe zakłóceniowe widma obrabianego sygnału, które powstają jako skutek uboczny zastosowania cyfrowego przetwarzania, w tym stosowania filtrów cyfrowych. Coraz częstsze stosowanie do obróbki sygnału przetwarzania cyfrowego wymusza częstsze użycie filtrów analogowych, gdyż tylko filtry analogowe mogą być użyte w antyaliasingu. W związku z tym wydają się zasadne dalsze prace nad analizą i poprawą właściwości filtrów analogowych z uwzględnieniem nowych technik realizacji. Taką formą realizacji mogą być struktury bikwadratowe zawierające wzmacniacze transkonduktancyjne, zamiast klasycznych wzmacniaczy operacyjnych.

Ze względu na wymaganą dużą selektywność filtru antyaliasingowego, do realizacji filtru stosuje się aproksymację eliptyczną, stosowaną w filtrach eliptycznych. Nachylenie charakterystyki przy przejściu z pasma przepustowego do zaporowego w filtrze eliptycznym jest większe niż w innych znanych filtrach, takich jak: filtr Bessela, Butterwortha, Czebyszewa.

Za zastosowaniem wzmacniaczy transkonduktancyjnych przemawiają ich istotne korzystne właściwości, takie jak: możliwość liniowej pracy bez ujemnego sprzężenia zwrotnego oraz możliwość przestrajania wzmocnienia. Dzięki tym właściwościom, otrzymane struktury zawierają mniej elementów R, C niż struktury z klasycznymi wzmacniaczami. Ponadto powstałe struktury mają przestrajalne parametry, dzięki czemu można z otrzymanych struktur zbudować filtry o przestrajanych parametrach, np. o przestrajanej częstotliwości granicznej.

LITERATURA

- 1. A Technical Tutorial On Digital Signal Synthesis. Analog Devices Inc., 1999.
- Fliege N.: A New Class of Second Order RC-Active Filters with Two Operational Amplifiers. Patent P 23 17 644.5, Germany 1973.
- 3. Hwang Y., Liu S., Wu D., Wu P.: *Table-based linear transformation filters using OTA-C techniques*. Electronic Letters, 24th November 1994.
- Hwang Y., Liu S., Wu D., Wu P.: High-frequency linear transformation elliptic filters employing minimum number of OTAs. Electronic Letters, 31st August 1995.
- 5. National Semiconductor, Application Note: LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers, August, 2000.
- 6. Pasko M., Adrikowski T.: Unormowanie filtrów eliptycznych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, "Elektryka" z. 182, Gliwice 2002.
- 7. Pasko M., Adrikowski T.: Realizacja praktyczna filtrów eliptycznych parzystego rzędu z użyciem struktur bikwadratowych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, "Elektryka" z. 182, Gliwice 2002.
- 8. Pasko M., Adrikowski T.: Projektowanie filtrów eliptycznych z wykorzystaniem struktur bikwadratowych OTA-C oraz OTA-RC. Materiały IC-SPETO'2003, Gliwice-Niedzica 2003.
- 9. Pasko M., Adrikowski T.: Filtracja przebiegu sinusoidalnego spróbkowanego w systemach cyfrowej syntezy sygnału. Materiały IC-SPETO'2002, Gliwice-Ustroń 2002.
- 10. Porębski J., Korohoda P.: Spice program analizy nieliniowej ukladów elektronicznych. WNT, Warszawa 1996.
- 11. Sanchez-Sinencio G.E.: Active Filter Design Using OTAs. IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, pp.20-32, March 1985.
- 12. Skowronek S.: Cyfrowy oscyloskop / analizator stanów logicznych, część 1. "Elektronika Praktyczna" 2003, nr 10, s. 14.
- 13. Thede L.: Analog and Digital Filter Design Using C. Prentice Hall PTR. New Jersey 1996.
- 14. Topór-Kamiński L.: Wzmacniacze elektroniczne w układach aktywnych. Wydawnictwo Politechniki Śląskiej, Gliwice 2000.
- 15. Williams A. B.: Electronic Filter Design Handbook. McGraw Hill, New York 1981.

Wpłynęło do Redakcji dnia 8 września 2003 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Konrad Skowronek