

Tomasz ADRIKOWSKI, Marian PASKO

Instytut Elektrotechniki Teoretycznej i Przemysłowej. Zakład Elektrotechniki i Informatyki

ELIPTYCZNE STRUKTURY BIKWADRATOWE Z RZECZYWISTYM WZMACNIACZEM TRANSKONDUKTANCYJNYM

Streszczenie. Niniejszy artykuł jest kontynuacją pracy [10]. Przeanalizowano w nim możliwość użycia rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych dostępnych na rynku do realizacji filtrów eliptycznych na bazie struktur OTA-RC, które przedstawiono w pracy [10]. Analizy tej dokonano na przykładzie układu LM13700. Przebadano właściwości układu LM13700 zwracając uwagę na parametry o charakterze pasożytniczym. Zaproponowano uproszczony model rzeczywistego wzmacniacza transkonduktancyjnego OTAr. Wykazano, że dobrze funkcjonujące struktury OTA-RC przy idealnym modelowaniu wzmacniaczy nie dają dobrych rezultatów po zastosowaniu rzeczywistych wzmacniaczy OTAr. Zaproponowano zmodyfikowane struktury OTAr-RC niewrażliwe na pasożytnicze parametry stosowanych rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych. Zademonstrowano na drodze symulacji prawidłowe działanie opracowanych struktur w realizacji filtrów eliptycznych.

BIQUADRATIC ELLIPTIC STRUCTURES WITH REAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIERS

Summary. This paper is a continuation of the previous one [10]. Possibility of using the available on the market real transconductance amplifiers in practical realizations of elliptic filters based in OTA-RC structures, which have been showed in the paper [10], is analysed. This analysis is made in the case of LM13700 component. Properties of LM13700 component are explored and special attention is paid to parasitic parameters. The simplified model of real transconductance amplifier OTAr is proposed. It is also proved that OTA-RC structures functioning well with ideal model of amplifiers do not give good results when using real amplifiers OTAr. The modified OTAr-RC structures, insensitive to real transconductance amplifiers parameters, are proposed. The correct operation of these structures in practical realizations of elliptic filters is demonstrated in simulation way.

1. WSTĘP

W pracy [10] przedstawiono realizację filtrów eliptycznych za pomocą bikwadratowych struktur OTA-RC, zawierających dwa wzmacniacze transkonduktancyjne, dwa rezystory oraz dwa kondensatory. Na drodze symulacji wykazano, że filtry z użyciem opracowanych struktur OTA-RC działają prawidłowo (wszystkie otrzymane charakterystyki są zgodne z oczekiwanymi), jeżeli zostaną użyte idealne wzmacniacze transkonduktancyjne. Wykazano również, że można przestrajając częstotliwość graniczną otrzymanych filtrów, o ile zadba się, aby wartości transkonduktancji obu wzmacniaczy w każdej strukturze były jednakowe. Wtedy określona zmiana wartości tych transkonduktancji spowoduje proporcjonalną zmianę częstotliwości granicznej.

W niniejszej pracy, która stanowi kontynuację pracy [10], zostanie przeprowadzona analiza praktycznej przydatności opracowanych struktur OTA-RC, czyli po zastosowaniu rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych, na przykładzie układu LM13700. Układ scalony LM13700 [5] produkowany przez firmę National Semiconductors jest jednym z niewielu wytwarzanych układów pełniących funkcję wzmacniacza transkonduktancyjnego. Zawiera w jednej obudowie dwa wzmacniacze transkonduktancyjne. Dające się wyróżnić parametry wzmacniaczy o charakterze pasożytniczym sprawiają, że nie jest możliwe potraktowanie ich nawet z pewnym przybliżeniem jako idealnych (co często się czyni w przypadku wzmacniaczy operacyjnych). Zostanie wykazane, że zastosowanie wprost układów LM13700 w roli wzmacniaczy transkonduktancyjnego w opracowanych strukturach bikwadratowych OTA-RC, nie daje zadowalających rezultatów. Uzyskane charakterystyki w sposób nie do przyjęcia odbiegają od zakładanych. Konieczna staje się zatem przebudowa struktur OTA-RC tak, aby były one niewrażliwe na pasożytnicze parametry rzeczywistych wzmacniaczy, powodujące deformacje charakterystyk.

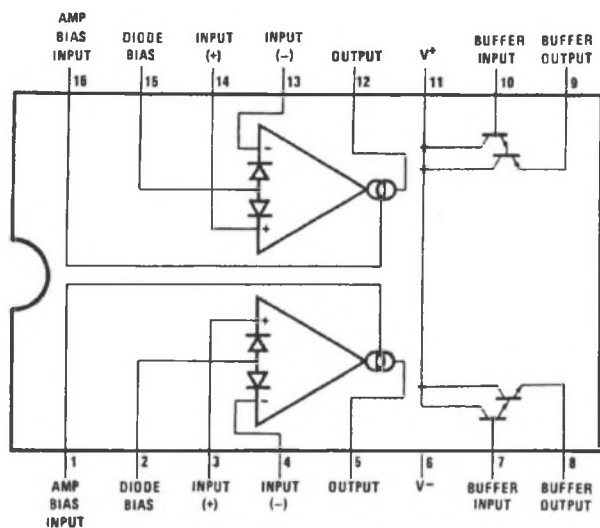
2. MODEL RZECZYWISTEGO WZMACNIACZA TRANSKONDUKTANCYJNEGO (OTAR) OPARTY NA UKŁADZIE LM13700

2.1. Charakterystyka układu LM13700

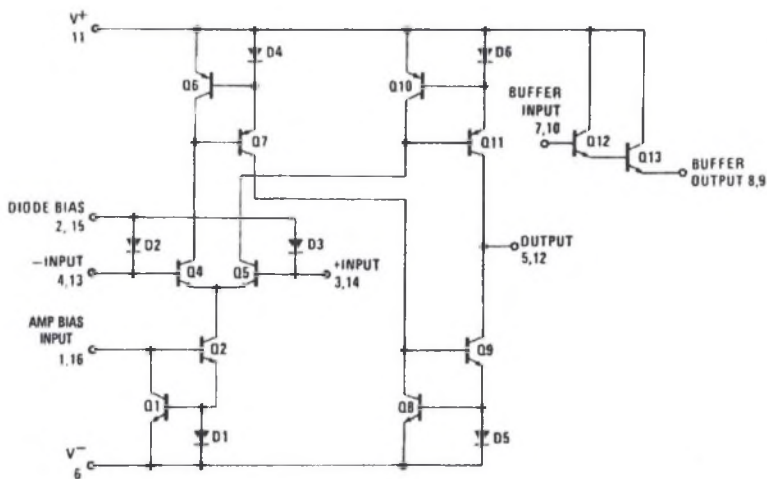
Opis wyprowadzeń układu LM13700 przedstawiono na rys. 1a, natomiast strukturę wewnętrzną na rys. 1b. Układ zawiera w jednej obudowie dwa identyczne wzmacniacze OTA. Transkonduktancja g_m wzmacniaczy jest przestrajana prądem sterującym I_{ABC} , wprowadzanym do końcówki AMP BIAS INPUT. Osiągany zakres przestrajania transkonduktancji wynosi 6 dekad, w przedziale od $0,01 \mu\text{S}$ do $10000 \mu\text{S}$. Zależność między transkonduktancją g_m wyrażoną w μS , a prądem I_{ABC} wyrażonym w μA , jest opisana wzorem:

$$g_m = \frac{I_{ABC}}{0,052V} \cdot$$

Charakterystyka przetwarzania $I_{wy} = f(U_r) \cong g_m U_r$ jest w przybliżeniu liniowa, ze współczynnikiem zniekształceń nieliniowych nie większym niż 10%. Przy pracy z małym wymuszeniem napięciowym – do 100 mV, można istotnie zmniejszyć poziom zniekształceń nieliniowych wprowadzając do wejścia BIAS NODE odpowiedni prąd linearyzujący. Producent zaleca połączyć końcówkę BIAS NODE z dodatnim biegunem zasilania (+15 V) poprzez rezystor o wartości 15 k Ω .

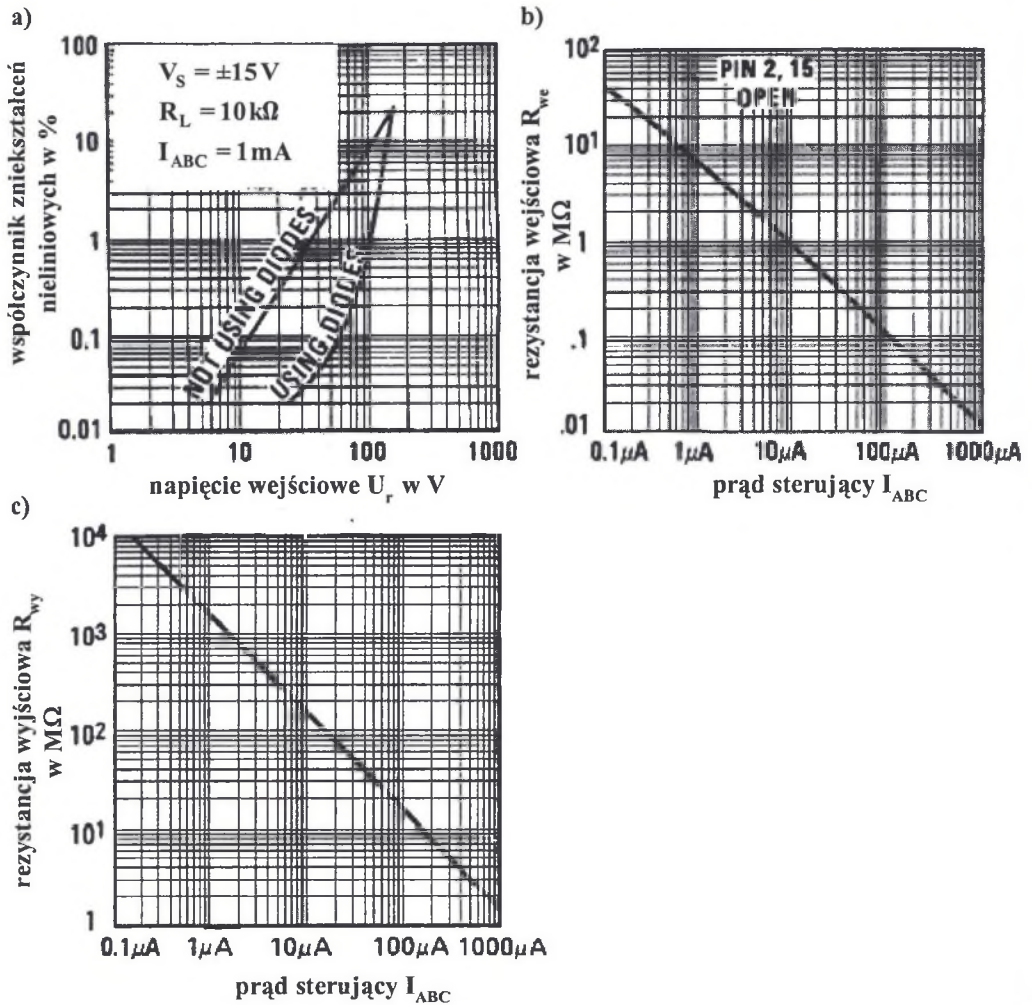


Rys. 1a. Opis wyprowadzeń układu LM13700 [5]
 Fig. 1a. Pins description of the LM13700 component [5]



Rys. 1b. Struktura wewnętrzna układu LM13700 [5]
 Fig. 1b. Internal structure of the LM13700 component [5]

Na rys. 2a zamieszczono wykres zależności między poziomem zniekształceń nieliniowych, a napięciem wejściowym przy włączonej i wyłączonej linearyzacji. Rezystancja wejściowa R_{we} jest w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalna do prądu sterującego I_{ABC} i może obniżyć się nawet do wartości 10 k Ω przy pełnymysterowaniu prądem I_{ABC} . Zależność pomiędzy R_{we} a I_{ABC} przedstawiono na rys. 2b. Osiągana wartość rezystancji wejściowej jest bardzo odległa od zakładanej w modelu idealnego wzmacniacza (OTA), równej nieskończoności. Dlatego konieczne jest uwzględnienie rezystancji wejściowej w modelu rzeczywistego wzmacniacza (OTAr).



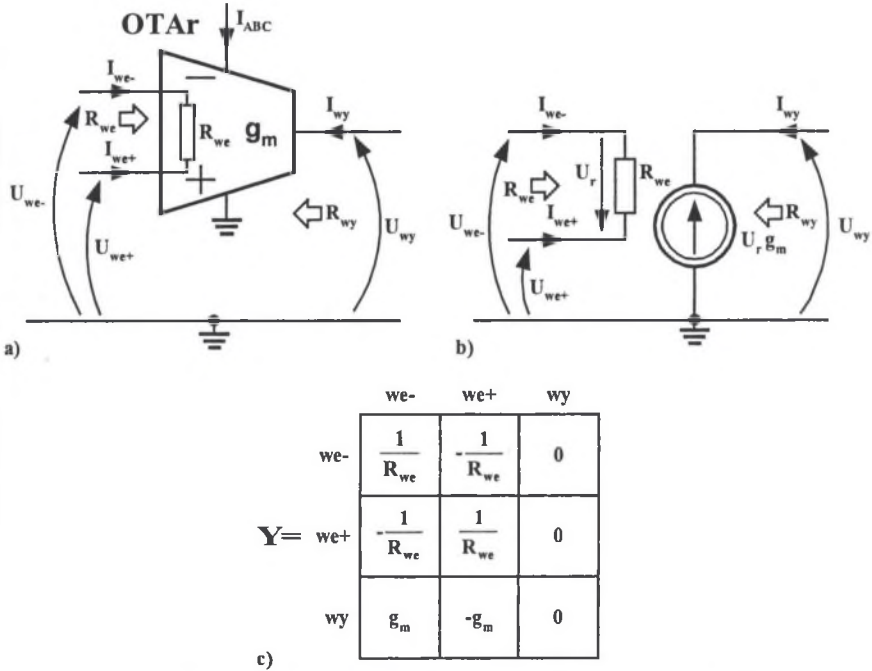
Rys. 2. Wybrane charakterystyki układu LM13700: a) zależność pomiędzy poziomem zniekształceń nieliniowych na wyjściu a napięciem wejściowym przy włączonej i wyłączonej linearyzacji, b) zależność pomiędzy rezystancją wejściową a prądem sterującym I_{ABC} , c) zależność pomiędzy rezystancją wyjściową a prądem sterującym I_{ABC} [5]

Fig. 2. The selected characteristic of LM13700: a) relation between output distortion level and input voltage, b) relation between input resistance and amplifier bias current I_{ABC} , c) relation between output resistance and amplifier bias current I_{ABC} [5]

Rezystancja wyjściowa R_{wy} również jest w przybliżeniu odwrotnie proporcjonalna do prądu sterującego I_{ABC} , jednakże jej wartość spada przy pełnymysterowaniu prądem I_{ABC} jedynie do wartości około $2 M\Omega$. Pozwala to na pominięcie rezystancji wyjściowej w modelu rzeczywistego wzmacniacza OTAr. Zależność pomiędzy R_{wy} a I_{ABC} przedstawiono na rys. 2c.

2.2. Uproszczony model OTAr

Dla uproszczenia model rzeczywistego wzmacniacza transkonduktancyjnego (OTAr) może być modelem liniowym uwzględniającym spośród wszystkich parametrów pasywnych jedynie rezystancję wejściową R_{we} . Schemat zaproponowanego modelu OTAr przedstawiono na rys. 3.



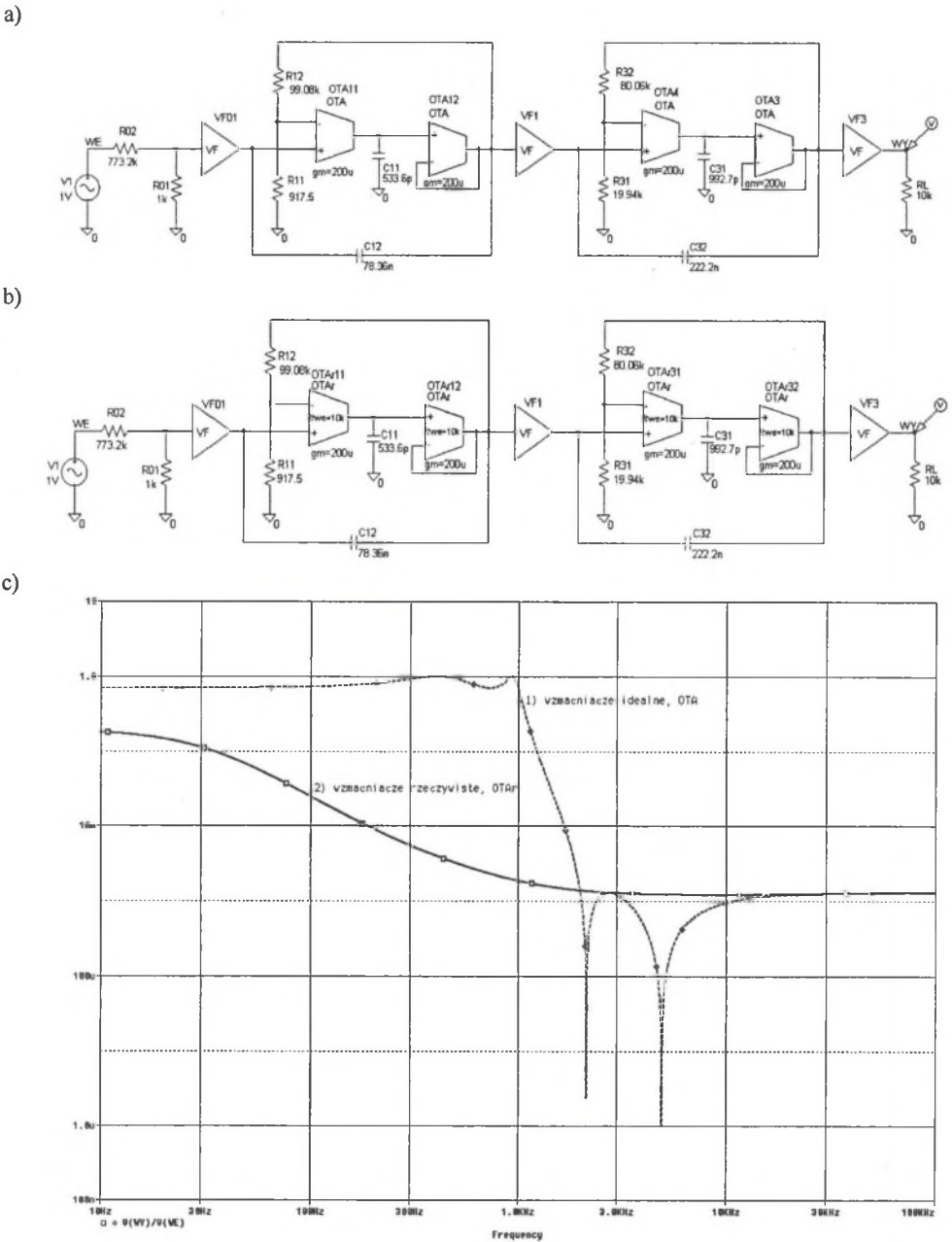
Rys. 3. Model rzeczywisty wzmacniacz transkonduktancyjny (OTAr): a) symbol, b) model źródłowy, c) macierz admitancyjna

Fig. 3. Real transconductance amplifier model (OTAr): a) symbol, b) source model, c) admittance matrix

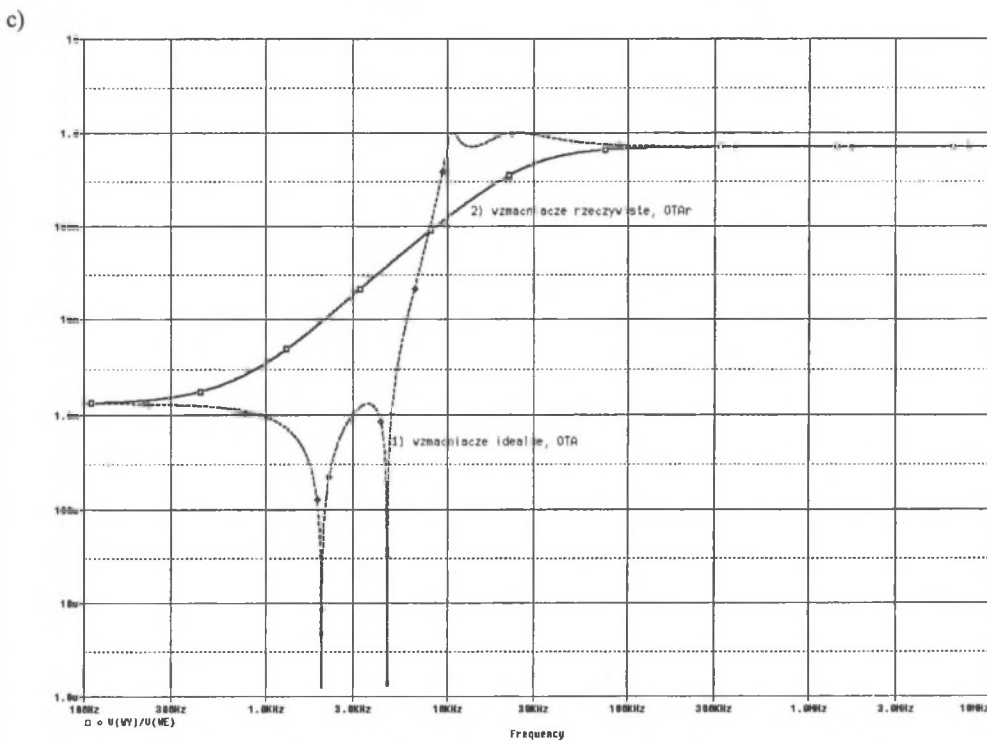
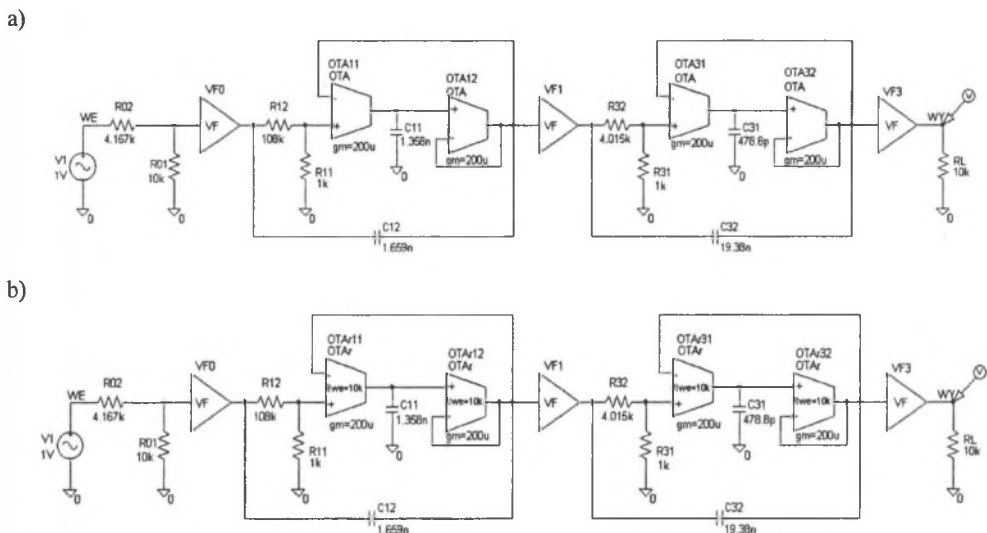
Symulacja 1

W ramach tej symulacji porównano działanie filtrów eliptycznych zbudowanych ze struktur OTA-RC [10] dla dwóch przypadków: a) po zastosowaniu idealnych wzmacniaczy, b) po zastosowaniu rzeczywistych wzmacniaczy. Rezystancję wejściową wzmacniaczy rzeczywistych zamodelowano o wartości $R_{we} = 10\text{ k}\Omega$.

Na rys. 4 przedstawiono wyniki symulacji dla przykładowego dolnoprzepustowego filtra eliptycznego 4 rzędu klasy $k = 0,5$, o nierównomierności równej 3 dB, o częstotliwości granicznej $f_{gr} = 1\text{ kHz}$. Z kolei na rys. 5 przedstawiono wyniki symulacji dla przykładowego górnoprzepustowego filtra eliptycznego 4 rzędu klasy $k = 0,5$, o nierównomierności równej 3 dB, o częstotliwości granicznej $f_{gr} = 10\text{ kHz}$.



Rys. 4. Symulacja działania dolnoprzepustowego filtra eliptycznego 4 rzędu o $f_{gr} = 1$ kHz:
 a) schemat filtra z idealnymi wzmacniaczami, b) schemat filtra z rzeczywistymi wzmacniaczami,
 c) porównanie charakterystyk częstotliwościowych
 Fig. 4. The operation simulation of the 4th order low-pass elliptic filter with limit frequency equal 1 kHz:
 a) scheme of filter circuit with ideal amplifiers, b) scheme of filter circuit with real amplifiers,
 c) comparison of frequency characteristics



Rys. 5. Symulacja działania górnoprzepustowego filtra eliptycznego 4 rzędu o $f_{gr} = 10$ kHz:
 a) schemat filtra z idealnymi wzmacniaczami, b) schemat filtra z rzeczywistymi wzmacniaczami,
 c) porównanie charakterystyk częstotliwościowych
 Fig. 5. The operation simulation of the 4th order high-pass elliptic filter with limit frequency equal 10 kHz:
 a) scheme of filter circuit with ideal amplifiers, b) scheme of filter circuit with real amplifiers
 c) comparison of frequency characteristics

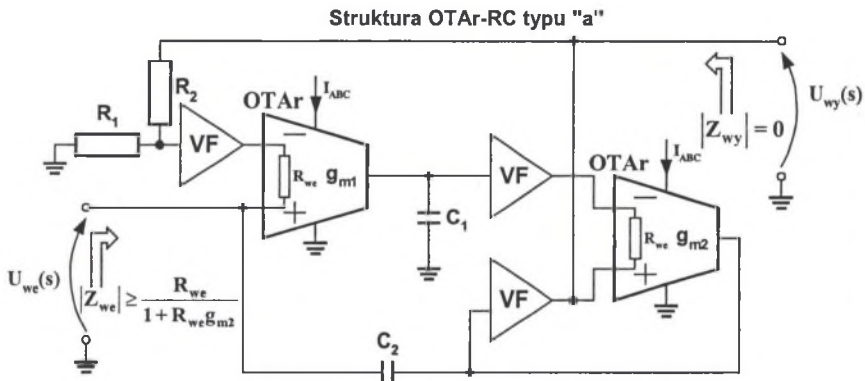
Wyniki przedstawionej symulacji 1 wskazują, że zastosowanie wprost rzeczywistych wzmacniaczy w miejsce idealnych powoduje powstanie znacznej odchyłki kształtu uzyskanej charakterystyki częstotliwościowej w stosunku do zakładanej. Stąd też wynika potrzeba opracowania zmodyfikowanych struktur, które będą niewrażliwe na pasożytniczą rezystancję wejściową rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych.

3. ELIPTYCZNE STRUKTURY OTAr-RC TYPU „a” ORAZ „b”

3.1. Struktury OTAr-RC

Niezbędna modyfikacja struktur polega na wprowadzeniu dodatkowego buforowania wejść rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych poprzez wtórniki napięciowe (VF). W ten sposób powstaje nowa klasa struktur – klasa OTAr-RC, w skład której wchodzi rzeczywiste wzmacniacze transkonduktancyjne zamiast idealnych oraz dodatkowo wtórniki napięciowe. Dokonując odpowiedniej optymalizacji struktur można ograniczyć liczbę niezbędnych wtórników do trzech. Powstałe w ten sposób struktury nie wymagają już dodatkowego buforowania przy łączeniu w kaskadę, co występuje w przypadku struktur pierwotnych OTA-RC.

Schemat struktury OTAr-RC typu „a” został przedstawiony na rys.6.



Rys. 6. Struktura OTAr-RC typu „a”

Fig. 6. OTAr-RC structure type „a”

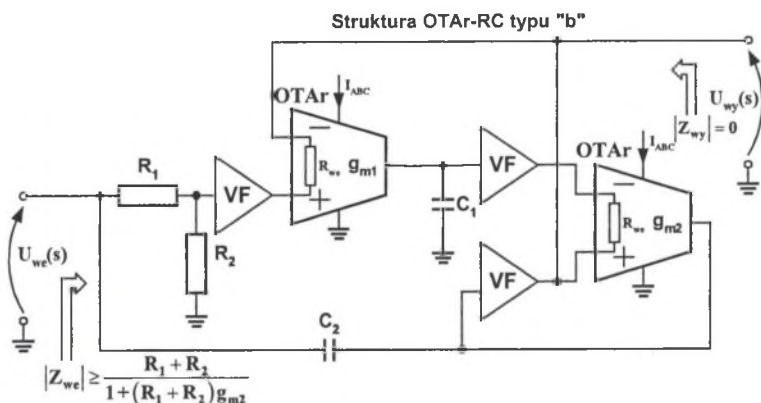
Transmitancja $K_u(s)$ struktury OTAr-RC typu „a” jest opisana zależnością różniącą się czynnikiem σ w stosunku do zależności struktury OTA-RC:

$$K_u(s) = \frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + 2\sigma s + \omega_p^2} = \frac{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2}s + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (1)$$

gdzie:

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

Schemat struktury OTAr-RC typu „b” został przedstawiony na rys.7.



Rys. 7. Struktura OTAr-RC typu „b”

Fig. 7. OTAr-RC structure type “b”

Transmitancja $K_U(s)$ struktury OTAr-RC typu „b” jest opisana identyczną zależnością jak transmitancja struktury OTA-RC:

$$K_u(s) = \frac{U_{wy}(s)}{U_{we}(s)} = \frac{s^2 + \omega_z^2}{s^2 + 2\sigma s + \omega_p^2} = \frac{s^2 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}}{C_2} s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (2)$$

gdzie:

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

3.2. Właściwości struktur OTAr-RC

1. Struktury są niewrażliwe na pasożytniczą rezystancję wejściową rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych.
2. Moduł impedancji wejściowej struktur w całym zakresie częstotliwości spełnia warunek:
 - a) dla struktury typu „a”:

$$|Z_{we}| \geq \frac{R_{we}}{1 + R_{we}g_{m2}},$$

- b) dla struktury typu „b”:

$$|Z_{we}| \geq \frac{R_1 + R_2}{1 + (R_1 + R_2)g_{m2}}.$$

3. Moduł impedancji wyjściowej struktur w całym zakresie częstotliwości jest typowy dla wtórnika napięciowego i wynosi:

$$|Z_{wy}| \approx 0.$$

4. W przypadku obu struktur, można przyjąć, że moduł impedancji wejściowej jest dużo większy od modułu impedancji wyjściowej:

$$|Z_{we}| \geq |Z_{wy}|,$$

wobec czego nie zachodzi potrzeba stosowania dodatkowych wtórników napięciowych buforujących struktury przy połączeniu kaskadowym.

5. Tak samo jak w przypadku pierwotnych struktur OTA-RC, parametry transmitancji realizowanej przez struktury OTAr-RC są proporcjonalne do poszczególnych transkonduktancji wzmacniaczy:

$$\sigma \sim g_{m2}, \quad \omega_y \sim \sqrt{g_{m1}g_{m2}}, \quad \omega_z \sim \sqrt{g_{m1}g_{m2}} \quad (3)$$

przy czym relacja $\sigma \sim g_{m2}$ dla struktury typu „a” jest relacją dokładną, w przeciwieństwie do struktury OTA-RC typu „a”, w której relacja ma charakter przybliżony (por. wzór (11) w pracy [10]).

Dzięki relacjom (3) 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 wyznaczaniu wartości elementów struktur, zachowa się jednakowe wartości transkonduktancji obu wzmacniaczy: $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, wtedy:

$$f_d \sim g_{m2} \quad \text{oraz} \quad f_g \sim g_{m2}$$

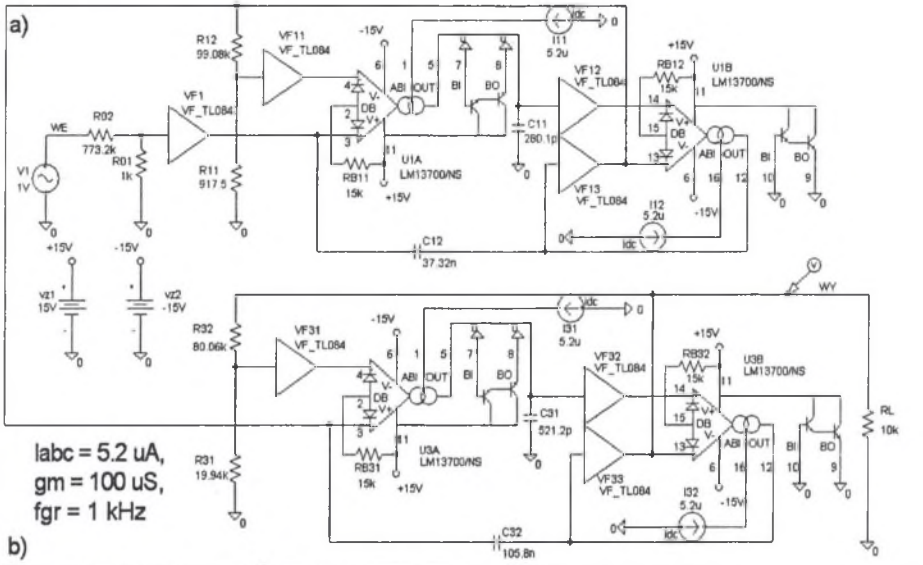
Określona zmiana transkonduktancji wzmacniaczy spowoduje proporcjonalną zmianę częstotliwości granicznej struktury. Z kolei równoczesne przestrojenie transkonduktancji wzmacniaczy we wszystkich strukturach tworzących filtr, powoduje proporcjonalne przestrojenie częstotliwości granicznej całego filtru.

Symulacja 2

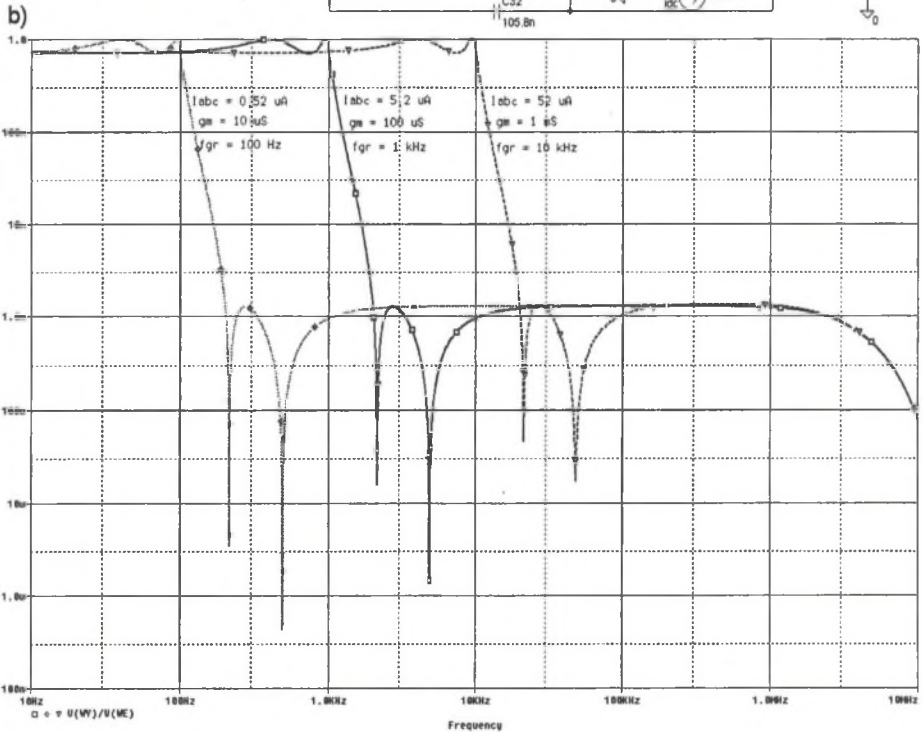
W ramach symulacji zademonstrowano działanie filtrów eliptycznych z wykorzystaniem zaproponowanych struktur OTAr-RC. W symulacjach jako rzeczywistego wzmacniacza transkonduktancyjnego użyto pełnego nieliniowego modelu układu LM13700. Wtórnik napięciowy został zrealizowany w oparciu o wzmacniacz operacyjny, do którego zamodelowania użyto pełnego nieliniowego modelu układu TL084.

Na rys. 8 zademonstrowano działanie dolnoprzepustowego filtru eliptycznego 4 rzędu klasy $k = 0,5$, o nierównomierności pasma przepustowego równej 3 dB, zrealizowanego na dwóch strukturach klasy OTAr-RC typu „a”. Symulacje wykonano dla trzech różnych ustalonych wartości transkonduktancji wzmacniaczy: 10 μS , 100 μS i 1000 μS , dla których uzyskano odpowiednie wartości częstotliwości granicznej: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz.

Z kolei na rys. 9 zademonstrowano działanie górnoprzepustowego filtru eliptycznego 4 rzędu klasy $k = 0,5$, o nierównomierności pasma przepustowego równej 3 dB, zrealizowanego na dwóch strukturach klasy OTAr-RC typu „b”. Symulacje wykonano dla trzech różnych ustalonych wartości transkonduktancji wzmacniaczy: 10 μS , 100 μS i 1000 μS , dla których uzyskano odpowiednie wartości częstotliwości granicznej górnej: 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz.

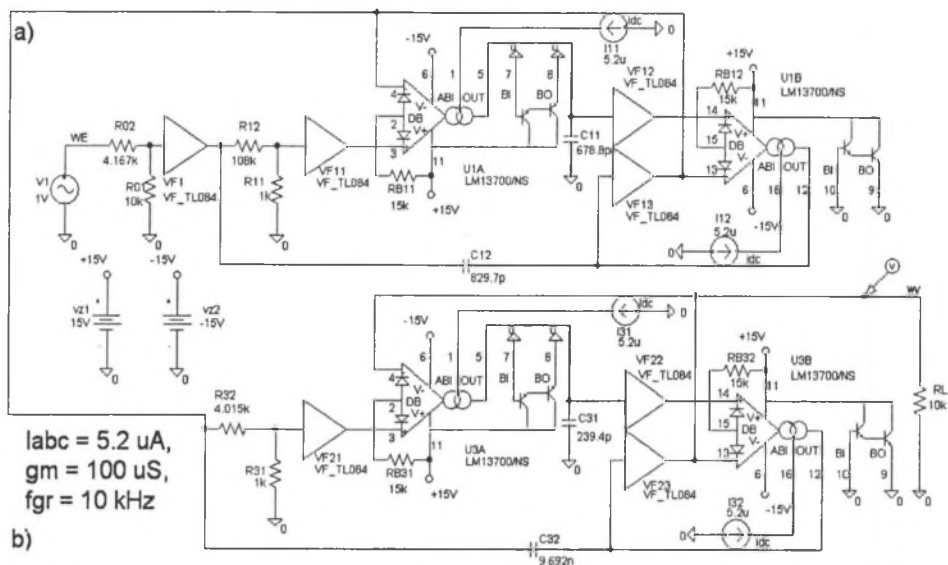


$I_{abc} = 5.2 \mu A$,
 $g_m = 100 \mu S$,
 $f_{gr} = 1 \text{ kHz}$



Rys. 8. Symulacja działania dolnoprzepustowego filtra eliptycznego 4 rzędu przestrojonego na 3 różne wartości częstotliwości granicznej: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz: a) schemat układu poddanego symulacji, b) charakterystyki częstotliwościowe

Fig. 8. The operation simulation of the 4th order lowpass elliptic filter, which is adjustet to three different limit frequency values: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz: a) scheme of simulation circuit, b) frequency characteristics



Rys. 9. Symulacja działania górnoprzepustowego filtra eliptycznego 4 rzędu przestrojonego na 3 różne wartości częstotliwości granicznej: 1 kHz, 10 kHz, 100 kHz a) schemat układu poddany symulacji, b) charakterystyki częstotliwościowe

Fig. 9. The operation simulation of the 4th order high-pass elliptic filter, which is adjusted to three different limit frequency values: 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz: a) scheme of simulation circuit, b) frequency characteristics

Z przedstawionej symulacji 2 wynika jednoznacznie, że do realizacji filtrów eliptycznych na bazie zaproponowanych struktur OTAr-RC można użyć dostępnych na rynku rzeczywistych wzmacniaczy transkonduktancyjnych, w tym układów LM13700. Odchyłki uzyskanych charakterystyk odbiegają od zakładanych teoretycznych jedynie w zakresie wyższych częstotliwości, co jest widocznie szczególnie w przypadku filtra górnoprzepustowego (załamanie charakterystyki powyżej częstotliwości 2 - 3 MHz). Efekt ten jest jednak spowodowany ograniczonym polem wzmocnienia wzmacniaczy operacyjnych (TL084) użytych w roli wtórników.

Symulacja potwierdza korzystne właściwości przy przestrajaniu częstotliwości granicznej filtrów. Każda zmiana transkonduktancji wzmacniaczy o dekadę powoduje zmianę o dekadę częstotliwości granicznej.

4. PODSUMOWANIE

W artykule przedstawiono problemy pojawiające się przy realizacji praktycznej filtrów eliptycznych z wykorzystaniem struktur bikwadratowych OTA-RC, po zastosowaniu wzmacniaczy OTA dostępnych na rynku. Analizę możliwości zastosowania produkowanych modeli wzmacniaczy OTA do realizacji struktur przeprowadzono na przykładzie układu LM13700. W pracy przebadano właściwości układu LM13700 zwracając uwagę na parametry o charakterze pasożytniczym. Podano warunki, których spełnienie pozwala potraktować ten układ jako liniowy. W oparciu o układ LM13700 zaproponowano odpowiedni przybliżony model liniowy rzeczywistego wzmacniacza transkonduktancyjnego OTAr. Na drodze symulacji wykazano, że zastąpienie idealnych wzmacniaczy rzeczywistymi w strukturach OTA-RC nie daje dobrych rezultatów – otrzymane charakterystyki bardzo odbiegają od zakładanych teoretycznych. Zaproponowano zmodyfikowane struktury OTAr-RC, rozbudowane względem pierwotnych o dodatkowe wtórniki napięciowe. Otrzymane struktury są niewrażliwe na pasożytnicze parametry rzeczywistych wzmacniaczy OTAr oraz mają wiele dodatkowych zalet, jak: łatwa przestrajalność częstotliwości granicznej (częstotliwość graniczna proporcjonalna do transkonduktancji wzmacniaczy OTAr), nie ma potrzeby stosowania dodatkowych buforów napięciowych w połączeniu kaskadowym struktur. Zadawalające działanie struktur zademonstrowano na drodze symulacji przedstawiając charakterystyki filtrów zbudowanych na zaproponowanych strukturach. Jako modelu rzeczywistego wzmacniacza OTAr użyto pełnego nieliniowego modelu układu LM13700. Przedstawiono charakterystyki filtrów przestrojonych do trzech różnych częstotliwości granicznych.

LITERATURA

1. *A Technical Tutorial On Digital Signal Synthesis*. Analog Devices Inc., 1999.
2. 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.
4. 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. Pasko M., Adrikowski T.: *Filtry antyaliasingowe z użyciem wzmacniaczy transkonduktancyjnych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej „Elektryka” z. 186 Gliwice 2003.
11. Porębski J., Korohoda P.: *Spice program analizy nieliniowej układów elektronicznych*. WNT, Warszawa 1996.
12. Sanchez-Sinencio G.E.: *Active Filter Design Using OTAs*. IEEE Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, March 1985, pp.20-32.
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