

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

A

KWARTALNIK
ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND
TELECOMMUNICATIONS
QUARTERLY

TOM 47 — ZESZYT 1

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN
WARSZAWA 2001

RADA REDAKCYJNA

Przewodniczący

Prof. dr hab. inż. STEFAN HAHN
czł. koresp. PAN

Członkowie

prof. dr hab. inż. DANIEL JÓZEF BEM — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. MICHAŁ BIAŁKO — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. JAN CHOJCAN, prof. dr hab. inż. MAREK DOMAŃSKI, prof. dr hab. inż. ANDRZEJ HAŁAS, prof. dr inż. WŁADYSŁAW MAJEWSKI, prof. dr hab. inż. JÓZEF MODELSKI, prof. dr inż. JERZY OSIOWSKI, prof. dr hab. inż. EDWARD SĘDEK, prof. dr hab. inż. MICHAŁ TADEUSIEWICZ, prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. MARIAN ZIENTALSKI

REDAKCJA

Redaktor Naczelny

prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI

Zastępca Redaktora Naczelnego

doc. dr inż. KRYSTYN PLEWKO

Sekretarz Odpowiedzialny

mgr ELŻBIETA SZCZEPANIAK

ADRES REDAKCJI

00-665 Warszawa, ul. Nowowiejska 15/19 Politechnika, pok. 470
Instytut Telekomunikacji, Gmach im. prof. JANUSZA GROSZKOWSKIEGO

Dyżury Redakcji: środy i piątki, godz. 14–16
tel/fax (022) 660 77 37

Telefony domowe: Redaktora Naczelnego: 812 17 65
Zast. Red. Naczelnego: 826 83 41
Sekretarza Odpowiedzialnego: 633 92 52

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN SA
Warszawa, ul. Miodowa 10

Ark. wyd. 10,00 Ark. druk. 8,75	Podpisano do druku w maju 2001 r.
Papier offset. kl. III 80 g. B-1	Druk ukończono w czerwcu 2001 r.

SKŁAD I ŁAMANIE: PHOTOTEXT, Warszawa, ul. Chmielna 120
DRUK I OPRAWA: Zakład Poligraficzny Oja Druk, ul. Sporna 2F, Warszawa

„Kw
Quartery
prawy E
Kwa
Akadem
Kwartal
i komun
a także
czesnej
i elektro
Auto
czeniu, a
Arty
kami ba
postępu
pisanie
Electron
Wsz
krajowy
naukowy
w ramac
stawiany
Czas
krajowy
graniczn
Każe
ułatwia
w kraju
artykuły
Nad
padku sp
publikac
bie Red
Arty
stronie i

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji” — Electronics and Telecommunications Quarterly jest kontynuatorem tradycji powstałego 47 lat temu kwartalnika p.t. „Rozprawy Elektrotechniczne”.

Kwartalnik jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk. Wydawany jest przez Wydawnictwo Naukowe PWN SA w Warszawie. Kwartalnik jest czasopismem naukowym, na którego łamach są publikowane artykuły i komunikaty prezentujące wyniki oryginalnych prac teoretycznych i doświadczalnych, a także przeglądowych. Związane są one z szeroko rozumianymi dziedzinami współczesnej elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Autorami publikacji są wybitni naukowcy, znani specjaliści o wieloletnim doświadczeniu, a także młodzi badacze — głównie doktoranci.

Artykuły charakteryzują się oryginalnym ujęciem zagadnienia, interesującymi wynikami badań, krytyczną oceną teorii lub metod, omówieniem aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówieniem perspektyw rozwojowych. Sposób pisania matematycznej części artykułów zgodny jest z wytycznymi IEC (International Electronics Commission) oraz ISO (International Organization of Standardization).

Wszystkie publikowane w Kwartalniku artykuły są recenzowane przez znanych krajowych specjalistów, co zapewnia że publikacje te są uznawane jako autorski dorobek naukowy. Opublikowanie w kwartalniku wyników prac naukowych zrealizowanych w ramach „GRANTów” Komitetu Badań Naukowych spełnia więc jeden z wymogów stawianych tym pracom.

Czasopismo dociera do wszystkich zajmujących się elektroniką i telekomunikacją krajowych ośrodków naukowych oraz technicznych, a także szeregu instytucji zagranicznych. Jest ponadto prenumerowane przez liczne grono specjalistów i biblioteki.

Każdy Autor otrzymuje bezpłatnie 20 egzemplarzy nadbitek swojego artykułu, co ułatwia przesłanie go do indywidualnych wybranych przez Autora osób i instytucji w kraju lub za granicą. Ułatwia to dodatkowo fakt, że w Kwartalniku są publikowane artykuły w języku angielskim.

Nadesłane do redakcji artykuły są publikowane w terminie około pół roku, w przypadku sprawnej współpracy Autora z Redakcją. Wytyczne dla Autorów dotyczące formy publikacji są zamieszczone w zeszytach Kwartalnika, można je także otrzymać w siedzibie Redakcji.

Artykuły można dostarczać osobiście, lub pocztą pod adresem zamieszczanym na stronie redakcyjnej w każdym zeszycie.

Redakcja

ŁKO — czł.
dr hab. inż.
SKI, prof. dr
EUSIEWICZ,
ITALSKI

*Z okazji Jubileuszu 75-lecia urodzin
Doc. dr inż. Krystyna Plewko
wieloletniego Redaktora naszego Kwartalnika
życzenia zdrowia, wszelkiej pomyślności
oraz wielu lat dalszej owocnej współpracy*

składa

Zespół Redakcyjny

tu
se
-o
fr
fil
al
su
Pe
fo

K

Gr
algorithm
Impulse
filters a
for whi
coeffici
ficients
of sever
specific
frequen
section

POLITECHNIKA WARSZAWSKA
Wydział Elektroniki i Technik Informatycznych
Instytut Telekomunikacji
BIBLIOTEKA
ul. Nowowiejska 15/19
00-665 WARSZAWA
tel. 660-7799; fax 25-49-50
-1-

Design of Digital Tunable Bandpass Filters: Synthesis and Applications

ALEXANDER A. PETROVSKY, JAROSŁAW BASZUN

Instytut Informatyki, Politechnika Białostocka

*Otrzymano 2000.05.18
Autoryzowano 2001.01.03*

This paper presents a method of designing and selected applications of high order digital tunable bandpass filters. These filters are built as a cascade connection of identical recursive second-order bandpass sections. The result of the design procedure are coefficients of a second-order section and the number of sections need to obtain desired characteristics. Center frequency and passband of the filters can be independently changed by simple correction of filter coefficients. Method of synthesis is discussed in details.

Presented filters make possible to easy synthesise filter banks with identical bandwidth for all filters and filter banks, where each filter has the same quality factor. Such filters are ideally suited as magnitude equalization filters and for detection of signals with given frequency. Possible applications are dualtone multiple frequency (DTMF) tone detection, speech analyzers for cochlear implants, tonal control, real-time signal enhancement/correction, etc.

Keywords: digital tunable bandpass filter, recursive filters

1. INTRODUCTION

Growing meaning of digital signal processing create large demand for new effective algorithms. The basic ones are digital filters (DF). This article deals with tunable Infinite Impulse Response (IIR) filters. Design procedures for variable cutoff-frequency digital filters are well known [1-6]. This part presents high order tunable digital bandpass filters for which the center frequency and the bandwidth is independently related to the multiplier coefficients, which permits simple frequency response adjustment by varying the coefficients values. The bandpass filters proposed here have a cascade form and are composed of several identical second-order recursive bandpass sections [7]. Arbitrarily given a set of specifications such as a center frequency, a 3 dB bandwidth and a bandwidth for cutoff frequency, allows straightforward to calculate the number of identical second-order sections and their specifications, from which two unknown coefficients can be acquired.

The advantages of this kind of filters are:

1. It needs only two coefficients for the second-order filter and if such filters are cascaded, the total number of coefficients will not be increased, what is increased is only time-delay;
2. Only one coefficient needs changing for the cascade filter if it is necessary to change the center frequency/bandwidth with the bandwidth/center frequency and sampling frequency unchanged. On the other hand, each cascade filter with different center frequency/bandwidth has only one different coefficient.

By comparison, the designs in [8-11] require precomputing the multiplier coefficient values for all designed equalizer settings. This does not represent a tunable design, and as such has the drawback of requiring excessive coefficient storage.

2. DESIGN CONSIDERATIONS

The task is to calculate the coefficients of a cascade of a digital tunable bandpass filter (DTBF) with the following specifications:

q — quality factor;

ω_0 — center angular frequency $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$;

$\Delta\omega_m$ — m [dB] bandwidth.

The cascade structure of the digital bandpass filter is composed of a number of second-order recursive bandpass sections (filters) with identical characteristics. Let K be the coefficient, which characterizes a slope of the amplitude response of a cascade bandpass filter and is defined as

$$K \triangleq \frac{\Delta\omega_m}{\Delta\omega} \quad (1)$$

Obviously, $K > 1$, and an ideal bandpass filter has $K = 1$ for $m \neq 0.5$.

Let $A^2(\omega)$ be a square of magnitude response of a digital filter in the cascade form, and $A_s^2(\omega)$ be a square of magnitude response of a second-order section, then

$$A^2(\omega) = [A_s^2(\omega)]^L, \quad (2)$$

where L is a number of second-order sections in the cascade form of digital filter. Figure 1 illustrates this equality.

The result of designing will be the specifications of a second-order section, such as

q_s — quality factor;

$K_s = \Delta\omega_{ms}/\Delta\omega_s$ — slope coefficient, where $\Delta\omega_s$ is the 3 dB bandwidth of the second-order section $\Delta\omega_{ms} - m$ [dB] bandwidth of a second-order section;

L — number of the second-order sections of the cascade filter form.

n filters are
increased is

ry to change
nd sampling
erent center

multiplier co-
esent a tu-
fficient sto-

le bandpass

number of
es. Let K be
a cascade

ascade form,
n

l filter. Fi-

on, such as

he second-

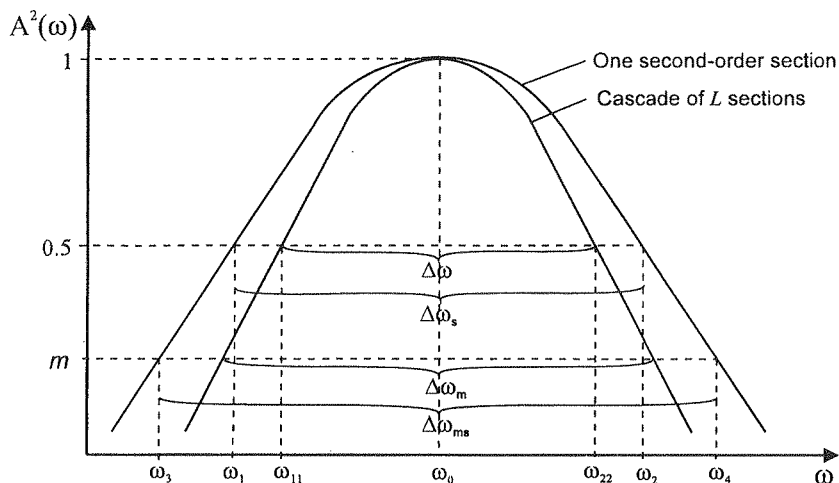


Fig. 1. Design specification of a bandpass digital filter in the cascade form

3. TUNABLE BANDPASS DIGITAL SECOND-ORDER FILTER

3.1. TRANSFER FUNCTION OF A SECOND-ORDER FILTER

The transfer function of a prototype analog bandpass second-order filter used here is

$$H(p) = \frac{(\Omega_0/Q)p}{p^2 + (\Omega_0/Q)p + \Omega_0^2} = \frac{\Delta\Omega p}{p^2 + \Delta\Omega p + \Omega_0^2}, \quad (3)$$

(1)

where

Q — quality factor of an analog filter;

Ω_0 — passband center frequency;

$\Delta\Omega = \frac{\Omega_0}{Q} - 3$ dB bandwidth of a bandpass filter;

p — Laplace transform variable.

(2)

The transfer function of a bandpass digital filter with bandwidth $\Delta\omega_s$ and center frequency ω_0 using a bilinear transformation [12]

$$p = \frac{2}{\Delta t} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4)$$

where Δt — sampling period, is given by

$$H(z) = a_0 \frac{1 - z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (5)$$

where a_0 , b_1 , b_2 are digital filter coefficients, which are expressed by

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\sin \Omega_0 \Delta t}{2Q + \sin \Omega_0 \Delta t}, \\ b_1 &= -\frac{4Q \cos \Omega_0 \Delta t}{2Q + \sin \Omega_0 \Delta t}, \\ b_2 &= \frac{2Q - \sin \Omega_0 \Delta t}{2Q + \sin \Omega_0 \Delta t}. \end{aligned} \quad (6)$$

Let q_s be a quality factor of the second-order digital filter and $Q = q_s = \Omega_0 / \Delta \Omega$. Then the relationships given in Eq. (6) can be rewritten as

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\Delta \Omega \sin \Omega_0 \Delta t}{2\Omega_0 + \Delta \Omega \sin \Omega_0 \Delta t}, \\ b_1 &= -\frac{4\Delta \Omega \cos \Omega_0 \Delta t}{2\Omega_0 + \Delta \Omega \sin \Omega_0 \Delta t}, \\ b_2 &= \frac{2\Omega_0 - \Delta \Omega \sin \Omega_0 \Delta t}{2\Omega_0 + \Delta \Omega \sin \Omega_0 \Delta t}. \end{aligned} \quad (7)$$

However, the digital filter designed using Eqs. (5)-(7) has a quality factor q_s more bigger than Q required for analog filter prototype, because the frequency response is warped by the bilinear transformation, so frequency correction is necessary (see Appendix).

Finally, the coefficients of second-order digital section with quality factor q_s and center frequency ω_0 with corrected frequencies can be expressed as given by

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\omega_0 \Delta t}{2q_s + \omega_0 \Delta t}, \\ b_1 &= -\frac{4q_s \cos \omega_0 \Delta t}{2q_s + \omega_0 \Delta t}, \\ b_2 &= \frac{2q_s - \omega_0 \Delta t}{2q_s + \omega_0 \Delta t}. \end{aligned} \quad (8)$$

The computations showed that the quality factor error is less than 0,2% for digital filter specifications $q_s = 200$ and $\omega_q / \omega_0 \in 2,5 \dots 100$, where ω_q is the sampling frequency; $\omega_q = 2\pi / \Delta t$.

On the other hand, if digital filter specifications has the bandwidth $\Delta \omega_s = q_s / \omega_0$, then the coefficients can be calculated as

$$a_0 = \frac{\Delta\omega_s \Delta t}{2 + \Delta\omega_s \Delta t},$$

$$b_1 = -\frac{4 \cos \omega_0 \Delta t}{2 + \Delta\omega_s \Delta t}, \quad (9)$$

$$b_2 = \frac{2 - \Delta\omega_s \Delta t}{2 + \Delta\omega_s \Delta t}.$$

Further, if $\Delta t = 2\pi/\omega_q$ then Eq. (9) directly provides the following result:

$$b_1 = (a_0 - 1)g, \quad (10)$$

$$b_2 = 1 - 2a_0,$$

where

$$g = 2 \cos \omega_0 \Delta t.$$

Hence, the transfer function of a tunable bandpass second-order digital filter defined by

$$H(z) = a_0 \frac{1 - z^{-2}}{1 + (a_0 - 1)gz^{-1} + (1 - 2a_0)z^{-2}}, \quad (11)$$

where the coefficients a_0 and g depend only on the bandwidth $\Delta\omega_s$ and center frequency ω_0 respectively.

A number $y(n)$ of the output set can be obtained from the numbers $x(n)$ of the input set from equations:

$$\begin{cases} w(n) = x(n) - gv(n-1) + 2v(n-2), \\ v(n) = a_0 w(n) + gv(n-1) - v(n-2), \\ y(n) = v(n) - v(n-2) \end{cases} \quad (12)$$

The corresponding circuit is given in Fig. 2. The circuit has two data memories to store the elements $v(n-1)$ and $v(n-2)$. The calculation of each element of the output set requires two multiplications and five additions.

Thus, finally calculation equations of the digital filter coefficients needed in (11) and (12) are expressed by

$$a_0 = \frac{\omega_0 \Delta t}{2q_s + \omega_0 \Delta t}, \quad (13)$$

$$g = 2 \cos \omega_0 \Delta t,$$

or equivalently

$$a_0 = \frac{\Delta\omega_s \Delta t}{2 + \Delta\omega_s \Delta t},$$

$$g = 2 \cos \omega_0 \Delta t. \quad (14)$$

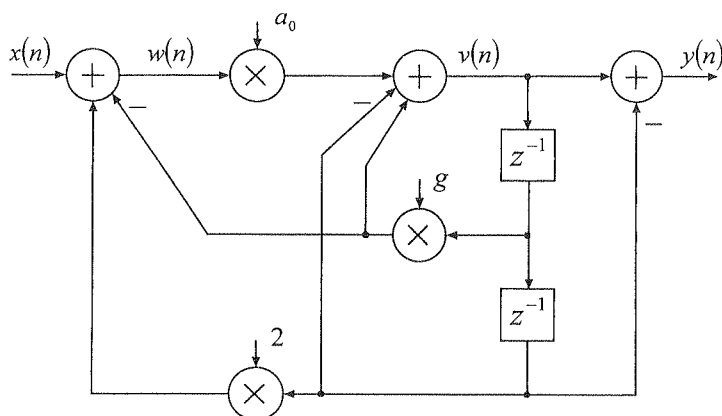


Fig. 2. Block diagram representation of the tunable second-order recursive digital filter

3.2. REPRESENTATION IN POLAR COORDINATES

It is found that whenever the corresponding time function is real, then the poles and zeros are themselves either real, or occur in complex conjugate pairs. So, the transfer function (11) of the second-order digital system can be written as

$$H(z) = a_0 \frac{-(1-z^2)}{(z-r \exp(j\Theta))(z-r \exp(-j\Theta))} = a_0 \frac{-(1-z^2)}{z^2 - 2rz \cos \Theta + r^2}.$$

The poles are at radius r , and make angle $\pm \Theta$ with the positive real axis. Digital tunable filter will be stable only if $r < 1$. From the equation above the second-order filter's coefficients in polar coordinates are:

$$b_1 = -2r \cos \Theta,$$

$$b_2 = r^2.$$

For the tunable digital filter (11) we get

$$r = \sqrt{1 - 2a_0}, \quad (15)$$

$$\cos \Theta = -\frac{a_0 - 1}{\sqrt{1 - 2a_0}} \cos \omega_0 \Delta t, \quad (16)$$

Let's consider two cases:

(14)

3.2.1. 1. ω_0 is fixed and $\Delta\omega_s$ is changing

From Eq. (15) and (14) $\Delta\omega_s$ can be expressed $\Delta\omega_s = 2\frac{1-r^2}{r^2+1}$. The radius can change from 0 to 1, then a_0 changes from 0.5 to 0 respectively. Passband width depends only on the distance between poles and the origin of z -plane (Fig. 3).

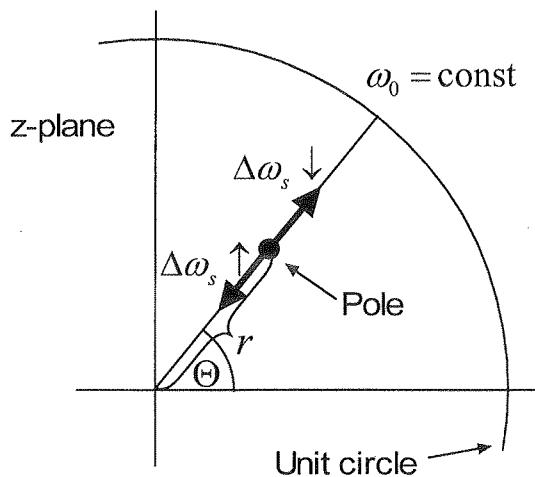


Fig. 3. Influence of r on the passband width of the filter

3.2.2. 2. $\Delta\omega_s$ is fixed and ω_0 is changing

If $\Delta\omega_s$ is fixed then $c \triangleq -\frac{a_0 - 1}{\sqrt{1 - 2a_0}}$ is fixed and Eq. (16) can be written:

$$\cos \Theta = c \cos \omega_0 \Delta t,$$

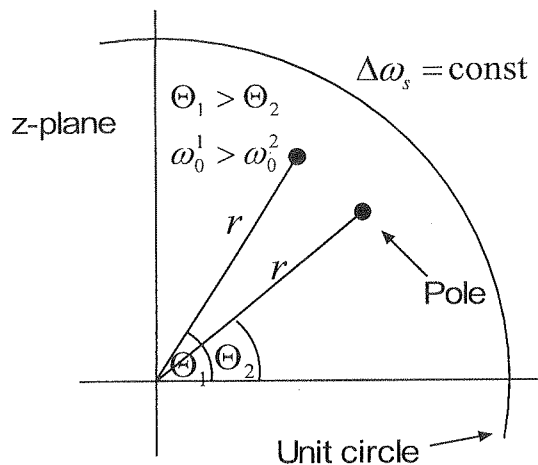
hence:

$$\Theta = \arccos (c \cos \omega_0 \Delta t),$$

where: $a_0 \in (0, 0.5)$ and consequently $c > 0$, and $\omega_0 \in (0, \pi)$. So, ω_0 is proportional only to Θ and if Θ increasing then ω_0 is also increasing (Fig. 4).

(15)

Thus, the design Eq. (11) states the true parametric tuning ability of the circuit.

Fig. 4. Influence of Θ on the center frequency of the filter

4. CASCADE FORM OF A TUNABLE DIGITAL FILTER

4.1. APPROXIMATION TASK

The square magnitude response of a digital second-order section (3) with frequencies corrected in accordance with the quality factor q_s is given by

$$H(p)H(-p) \xrightarrow{p^2 = -\omega^2} A_s^2(\omega),$$

where

$$A_s^2(\omega) = \frac{(\Delta\omega_s)^2 \omega^2}{(\omega^2 - \omega_0^2)^2 + (\Delta\omega_s)^2 \omega^2}. \quad (17)$$

The lower and the upper passband cutoff frequency ω_1 and ω_2 of the second-order section are defined from the following equations:

$$\begin{aligned} \omega_1 \omega_2 &= \omega_0^2, \\ \omega_2 - \omega_1 &= \frac{\omega_0}{q_s}, \end{aligned} \quad (18)$$

thus

$$\begin{aligned} \omega_1 &= \frac{\omega_0}{2q_s} (\sqrt{4q_s^2 + 1} - 1), \\ \omega_2 &= \frac{\omega_0}{2q_s} (\sqrt{4q_s^2 + 1} + 1). \end{aligned} \quad (19)$$

Further
second-o

Using Eq
of magni
calculated

then the

Let
which ha
 ω_{22} , $A^2(\omega)$
section i

On the c

From (2

Further on, the lower and upper stopband cutoff frequencies ω_3 and ω_4 of the second-order section are defined from the following dependencies:

$$\begin{aligned}\omega_3\omega_4 &= \omega_0^2, \\ \omega_4 - \omega_3 &= \frac{K_s\omega_0}{q_s},\end{aligned}\quad (20)$$

$$\begin{aligned}\omega_3 &= \frac{\omega_0}{2q_s}(\sqrt{4q_s^2 + K_s^2} - K_s), \\ \omega_4 &= \frac{\omega_0}{2q_s}(\sqrt{4q_s^2 + K_s^2} + K_s).\end{aligned}\quad (21)$$

Using Eq. (21), substituting (17), and after some mathematical manipulations, the square of magnitude response of a second-order section on the frequencies ω_3 and ω_4 can be calculated as

$$A_s^2(\omega_{3,4}) = \frac{(\Delta\omega_s)^2\omega_{3,4}^2}{\omega_{3,4}^2K_s^2(\Delta\omega_s)^2 + (\Delta\omega_s)^2\omega_{3,4}^2} = m, \quad (22)$$

with frequen-

then the slope coefficient of a second-order section becomes

$$K_s = \sqrt{\frac{1}{m} - 1}. \quad (23)$$

(17) Let ω_{11} and ω_{22} be the passband cutoff frequencies of a cascade form digital filter, which has a 3 dB bandwidth $\Delta\omega = \omega_0/q$ and a square magnitude response on the ω_{11} and ω_{22} , $A^2(\omega_{11,22}) = 0.5$ (see Fig. 1), but the square magnitude response of a second-order section in these frequencies is

second-order

$$A_s^2(\omega_{11}, \omega_{22}) = \sqrt[l]{0.5}. \quad (24)$$

On the other hand

$$(18) \quad A_s^2(\omega_{11}, \omega_{22}) = \frac{(\frac{\omega_0}{q})^2\omega_{11,22}^2}{\omega_{11,22}^2(\frac{\omega_0}{q})^2 + (\frac{\omega_0}{q})^2\omega_{11,22}^2} = \sqrt[l]{0.5}. \quad (25)$$

From (25) we get

$$(19) \quad q_s = q\sqrt{\sqrt[l]{2} - 1}. \quad (26)$$

4.2. CALCULATE THE NUMBER L OF SECOND-ORDER SECTIONS IN THE CASCADE FORM

The m [dB] bandwidth of a cascade digital filter (from (1)) is

$$\Delta\omega_m = K\Delta\omega = \frac{K\omega_0}{q}, \quad (27)$$

and on the other hand, a bandwidth of a second-order section on the level $\sqrt[L]{m}$ of a square magnitude response (see Fig. 1) can be denoted as

$$\Delta\omega_m = \frac{K_s\omega_0}{q_s}. \quad (28)$$

Using (26), (27) and (28) we get

$$K_s = K\sqrt[L]{2} - 1. \quad (29)$$

Further, using Eq. (29), by setting (23), we can write:

$$K = \sqrt{\frac{(\sqrt[L]{m} - 1)}{(\sqrt[L]{2} - 1)}}. \quad (30)$$

Remarks: the Eq. (23) and (30) do not depend on a quality factor q and a center frequency ω_0 , and the result (23) is a particular case of (30) for $L = 1$.

Theorem [13]. The value of a slope coefficient K is limited for $L \rightarrow \infty$, and defined as

$$K_\infty \triangleq \sqrt{\log_2\left(\frac{1}{m}\right)}. \quad (31)$$

Proof. Let $x = 1/L$, then $\lim_{L \rightarrow \infty} K^2 = \lim_{x \rightarrow 0} K^2 = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{(1/m)^x - 1}{2^x - 1}$. Differentiating expression marked by limit sign and expanding indeterminate form of type $\frac{0}{0}$ (see [14] pp. 87-90), we get

$$\lim_{x \rightarrow 0} K^2 = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{(\frac{1}{m})^x \ln(\frac{1}{m})}{2^x \ln 2} = \frac{\ln(\frac{1}{m})}{\ln 2} = \log_2\left(\frac{1}{m}\right) > 0,$$

and

$$\lim_{x \rightarrow \infty} K = \sqrt{\log_2\left(\frac{1}{m}\right)}.$$

The theorem is proved. ■

CADE FORM

Thus, the results (30), (31) and (26) give number L of a second-order sections in the cascade structure of digital filter and the specifications of the basic second-order section. If $K > \sqrt{1/m-1}$, then it is necessary to use only one second-order section for bandpass digital filter, i.e. $L = 1$. For the case, when $\sqrt{\log_2(1/m)} < K < \sqrt{1/m-1}$, L second-order sections are required for a bandpass digital filter. The number of L can be calculated from (30) and rounding to the bigger integer number. In Fig. 5 the slope coefficient K for different values of L was shown.

level $\sqrt[m]{m}$ of

From the theorem follows, that the cascade structure of a digital filter with $K = 1$ for $L \rightarrow \infty$, and the cascade form of a digital filter with K less than $\sqrt{\log_2(1/m)}$ can not be obtained. Further, for given K and m the cascade digital filter composed of L second-order sections sometimes can not be designed.

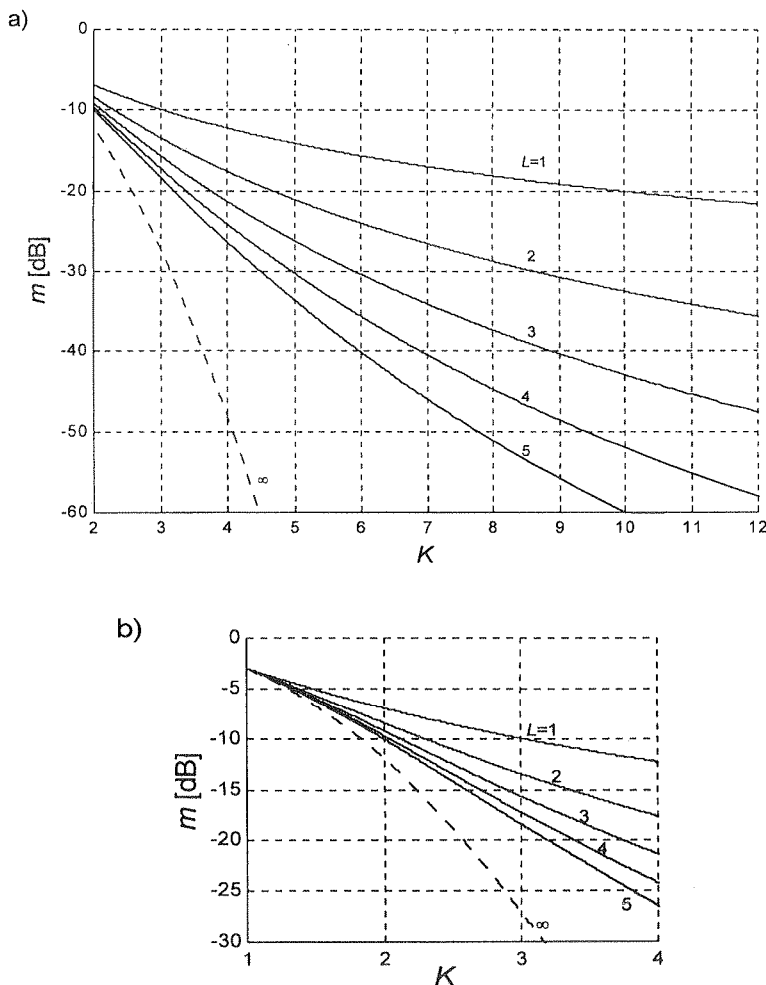


Fig. 5. Slope coefficient for different values of L

5. THE DESIGN ALGORITHM OF A TUNABLE HIGH-ORDER BANDPASS DIGITAL FILTER

Let us calculate the coefficients of a tunable high-order bandpass digital filter with a center frequency ω_0 , a quality factor q , a 3 dB bandwidth $\Delta\omega$, a m [dB] bandwidth $\Delta\omega_m$, i.e. $K \triangleq \Delta\omega_m/\Delta\omega$, and a sampling period Δt . The design algorithm is as follows:

Step 1. Calculate K_∞ from Eq. (31) and

$$\text{if } K < K_\infty$$

then the digital filter with specifications K and m can not be obtained, END.

Step 2. Calculate K_s from Eq. (23) and

$$\text{if } K > K_s$$

then $L = 1$ go to step 5.

Step 3. Define the number L of second-order sections in the cascade structure of digital filter from Eq. (30) or diagram in Fig. 5.

Step 4. Compute the quality factor and bandwidth of the second-order section

$$q_s = q \sqrt{\sqrt[2]{2} - 1}, \quad \Delta\omega_s = \frac{\omega_0}{q_s}.$$

Step 5. Calculate the coefficients a_0 and g of the second-order section using the equations (13) or (14) for the tunable digital filter.

Step 6. END.

6. EXAMPLES

6.1. EXAMPLE 1

Design the high-order bandpass digital filter with tunable bandwidth ($\Delta\omega$ is floating, ω_0 is fixed) for the following specifications:

Center frequency	2000 Hz
a) 3 dB bandwidth Δf_a	10 Hz
b) 3 dB bandwidth Δf_b	200 Hz
m -level	0.000001 (−60 dB)
m [dB] bandwidth (max.)	2000 Hz
Sampling frequency	8000 Hz

Solution:

1. Samp
2. a) K
3. $K_\infty =$
4. $K_s =$
5. $K_s > K$
6. $L = 5$
7. a) q_s
8. a) a_0
- g
- ($g = 0$ v

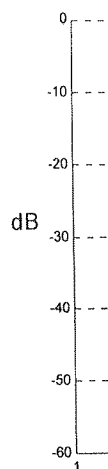


Fig. 6. Ma

Design
fixed, ω_0 is

Center
3 dB b
 m -leve
 m [dB]
Sampli

Solution:

1. Sampling frequency/center frequency is equal 4
2. a) $K = 200$, b) $K = 10$
3. $K_{\infty} = 4.4645$
4. $K_s = 999.9995$
5. $K_s > K > K_{\infty}$
6. $L = 5$ (number of second-order sections)
7. a) $q_s = 77.1229$, b) $q_s = 3.8561$
8. a) $a_0 = 0.0101$, b) $a_0 = 0.1692$
 $g = 0$
 ($g = 0$ when the ratio of sampling frequency to center frequency is 4).

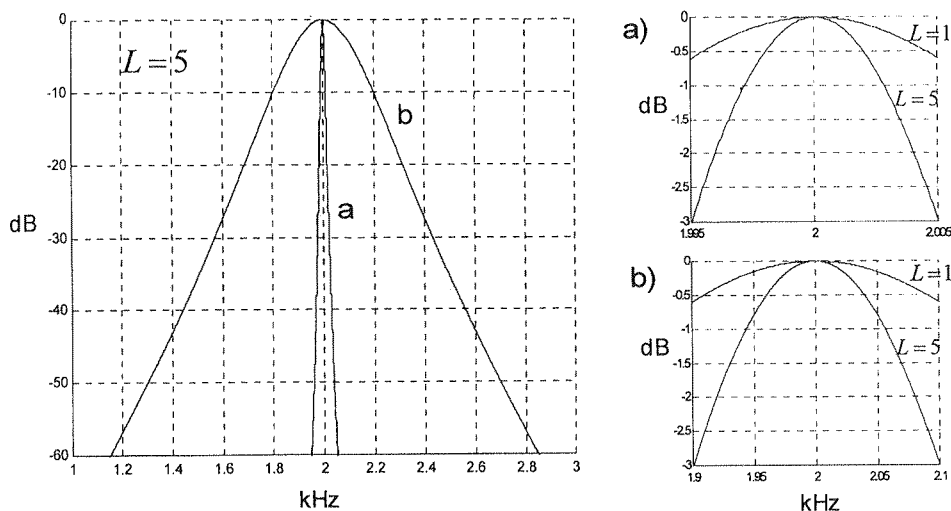


Fig. 6. Magnitude response of the filter with tunable bandwidth ($\Delta\omega = 10 \dots 200$ Hz) from example 1

6.2. EXAMPLE 2

Design the high-order bandpass digital filters with tunable center frequency ($\Delta\omega$ is fixed, ω_0 is floating) for the following specifications:

Center frequency	700, 900, 1100, 1300, 1500, 1700 Hz
3 dB bandwidth	40 Hz
m -level	0.0001 (−40 dB)
m [dB] bandwidth (max.)	400 Hz
Sampling frequency	8000 Hz

Solution:

1. Sampling frequency/center frequency is equal 4.7
2. $K = 10$
3. $K_{\infty} = 3.6452$
4. $K_s = 99.9950$
5. $K_s > K > K_{\infty}$
6. $L = 3$ (number of second-order sections)
7. $q_s = 8.9219, 11.4711, 14.0202, 16.5693, 19.1184, 21.6675$
8. $a_0 = 0.0299$ (for all filters)
 $g = 1.7053, 1.5208, 1.2989, 1.0450, 0.7654, 0.4669$

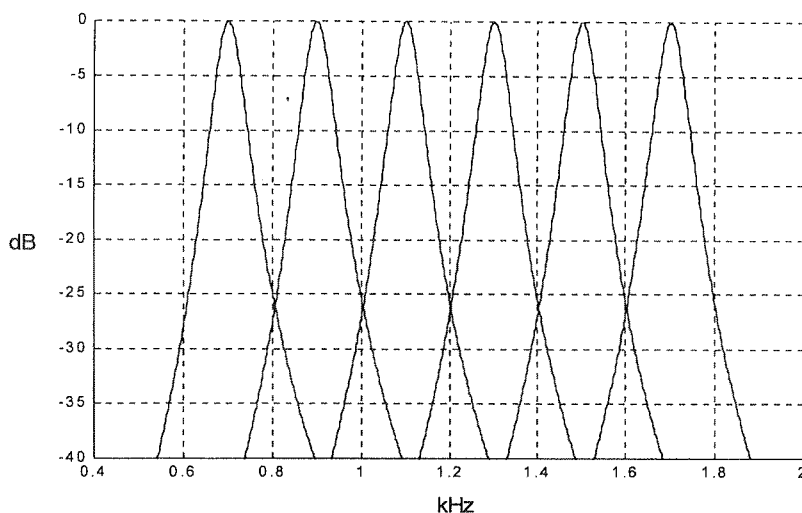


Fig. 7. Magnitude response of the filter bank from example 2

6.3. EXAMPLE 3

Design the high-order bandpass digital filters for dual-tone multiple frequency (DTMF) tone signals detection [15] (q is fixed) for the following specifications:

Center frequency	697, 770, 582, 941, 1209, 1336, 1477, 1633 Hz
3 dB bandwidth	30 Hz
m -level	0.0001 (−40 dB)
m [dB] bandwidth	400 Hz
Sampling frequency	8000 Hz

Solution:

1. Samp
- 4.899
2. $K =$
3. $K_{\infty} =$
4. $K_s =$
5. $K_s >$
6. $L = 3$
7. $q_s =$
8. $a_0 =$
 $g =$

One of
implants [1
filters [17,
such filters
be simulate
and bandw
cochlear m

Solution:

1. Sampling frequency/center for filter with the highest center frequency is equal 4.899
2. $K = 13.3333$
3. $K_{\infty} = 3.6452$
4. $K_s = 99.995$
5. $K_s > K > K_{\infty}$
6. $L = 3$ (number of second-order sections)
7. $q_s = 27.7514$ (the highest q_s was used for all filters)
8. $a_0 = 0.0098, 0.0108, 0.0119, 0.0131, 0.0168, 0.0186, 0.0205, 0.0226$
 $g = 1.7077, 1.6453, 1.5687, 1.4782, 1.1641, 0.9964, 0.7986, 0.5685$

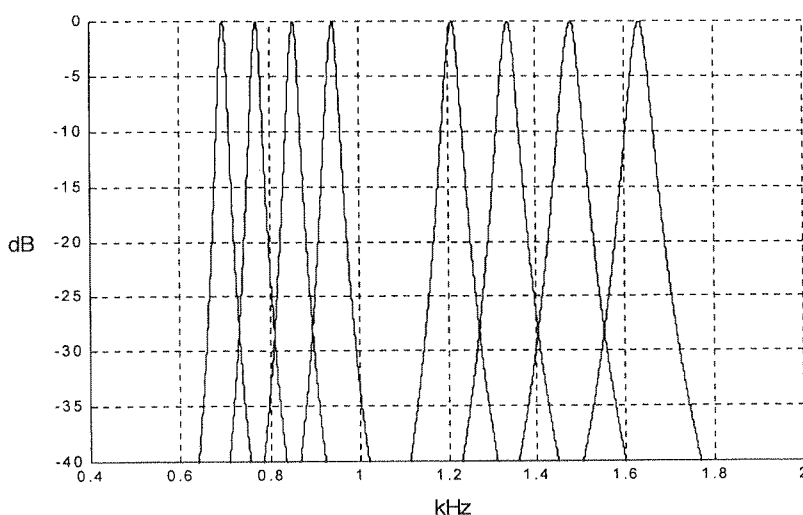


Fig. 8. Magnitude response of the filter bank from example 3

6.4. EXAMPLE 4 – COCHLEAR FILTERS

le frequency
tions:

One of possible applications of presented filters is a speech processor for cochlear implants [16]. Behavior of the human cochlea can be simulated by bank of bandpass filters [17, 18]. On the basis of experimental data or on the cochlear model a bank of such filters can be built. As shown in [19] the mechanical properties of the cochlea can be simulated by a bank of second-order bandpass filters. Center frequencies of the filters and bandwidths were obtained from the model [19]. The second-order difference cochlear model has the following form:

$$y_k(n) + b_{1k} y_k(n-1) + b_{2k} y_k(n-2) = A_k a_{0k} [U_s(n) - U_s(n-2)].$$

The corresponding transfer function of the k -th cochlear filter can be obtained in the following form:

$$H_k(z) = A_k \frac{a_{0k}(1-z^{-2})}{1+b_{1k}z^{-1}+b_{2k}z^{-2}}. \quad (32)$$

Here, $U_s(n)$ is the stapes velocity, $y_k(n)$ is the basilar membrane (BM) displacement in position x_k , parameters b_{1k} , b_{2k} , A_k and a_{0k} are all the coefficients with respect to position x_k along the BM. Using the approach of digital filter's synthesis with tunable bandwidth and center frequency, it is possible to find the cochlear map (frequency versus cochlear position on the BM-see Fig. 9a) and 3 dB bandwidth characteristics (Fig. 9b) as follows:

$$\omega_{0k} = \frac{1}{\Delta t} \arccos \frac{-b_{1k}}{1+b_{2k}},$$

$$\Delta\omega_k = \frac{2(1-b_{2k})}{\Delta t(1+b_{2k})},$$

where ω_{0k} denotes center angular frequency for k -th cochlear filter.

A bank of eight filters was designed (see Fig. 10 and Tab. 1). The filters of analysis bank of the speech processor consists of two identical second-order sections ($L = 2$). This allows to increase selectivity of the speech processor and in this way overcome some leakages of the model comes from that the human hearing system is not passive one [17]. Tuning property of presented filters simplifies adjusting frequency characteristics of processor in individual cases.

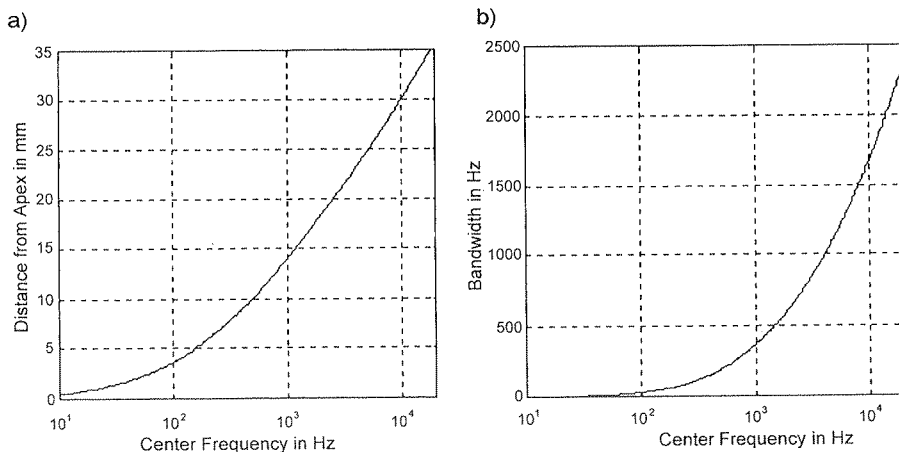


Fig. 9. a) Frequency versus cochlear position b) 3 dB characteristics of cochlear filters

obtained in the

(32)

placement in
with respect to
with tunable
ap (frequency
characteristics

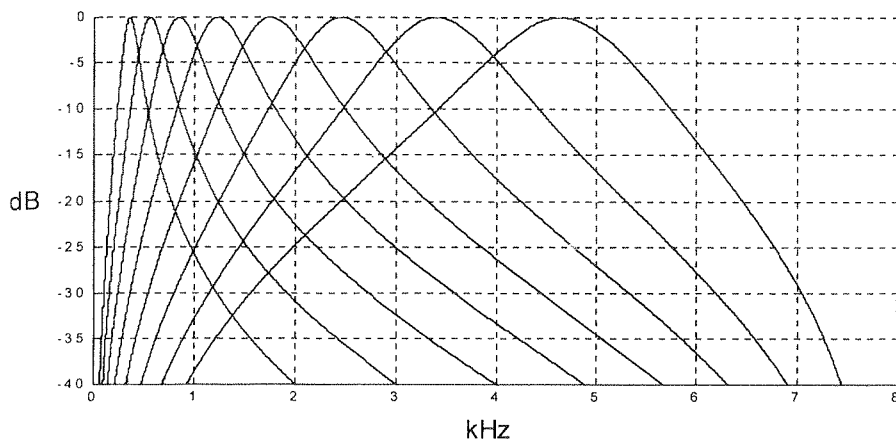


Fig. 10. Magnitude response of the cochlear filter bank. Distance between electrodes is 2.27 mm. Sampling frequency is 16 kHz

Table 1

Parameters of the digital cochlear filters from Fig. 10

	1	2	3	4	5	6	7	8
f_0 [Hz]	355	559	840	1226	1748	2450	3389	4638
Δf [Hz]	132	213	312	431	570	727	904	1100
a_0	0.0387	0.0610	0.0869	0.1162	0.1481	0.1815	0.2162	0.25713
g	1.9827	1.9520	1.8922	1.7726	1.5470	1.1436	0.4853	-0.4959

7. CONCLUSIONS

Method of synthesis of digital bandpass filters with given quality factor q and squared magnitude on level m of $\Delta\omega_m$ band boundaries was shown. The method was based on computing of parameters of one second-order section with lower quality factor for cascade connection of L such sections. The prototype of analog bandpass filter in p -plane of Laplace transform was used as a prototype of digital bandpass filter. Using bilinear z -transformation, taking into account carrying frequency distortions, transformation to transfer function of digital filter was realized. In addition L -sections digital filter is a tunable digital filter i.e. parametrically adjustable filter: $a_0 = f(\Delta\omega)$, $g = f(\omega_0)$.

Analysis of coefficients (Eq. (8), see the example in Tab. 2) shows that with increasing L for $q = \text{const}$ every structure of DTBF has big reserve of stability factor, determined by the distance from poles of the transfer function to unit circle on z -plane $\delta = 1 - \sqrt{b_2}$ [20], what can be explained by decreasing of quality factor q_s of individual second-order sections. Therefore growing number of second-order sections it is possible

ers of analysis
tions ($L = 2$).
way overcome
is not passive
y characteris-

in Hz
filters

to somewhat decrease required, under condition of stability, precision of coefficients representation but only to certain range, since concurrently increasing the total variance of quantization errors on output of the DTBF and time of signal processing by the filter.

Table 2

Coefficients of the filters with the following specification: $q = 1000$, $\omega_0 \Delta t = \pi/4$, $K = 10$, $L = 1, 5$. Coefficients b_1 and b_2 were computed from a_0 and g using Eq. (10) to better illustrate problem of the filters' stability

L	q_s	m	a_0	b_1	b_2
1	1000	-20.0	$0.3925449 \cdot 10^{-3}$	-1.4136585	0.9992149
2	644	-32.5	$0.6094096 \cdot 10^{-3}$	-1.4133518	0.9987812
3	510	-42.9	$0.7694057 \cdot 10^{-3}$	-1.4131255	0.9984612
4	435	-51.9	$0.9019423 \cdot 10^{-3}$	-1.4129381	0.9981961
5	386	-60.0	$0.1016321 \cdot 10^{-2}$	-1.4127764	0.9979674

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the anonymous reviewer for his constructive comments and corrections.

This work was supported by Bialystok Technical University under the grant W/II/2/00.

BIBLIOGRAPHY

1. M. N. S. Swamy, K. S. Thyagarajan: *Digital bandpass and bandstop filters with variable center frequency and bandwidth*. Proc IEEE, vol. 64, pp. 1632-1634, November 1976.
2. E. C. Tan: *Variable lowpass wave digital filters*. Electron Lett., vol. 18, pp. 324-326, April 15 1982.
3. S. K. Mitra, Y. Neuvo, H. Roivainen: *Variable cutoff frequency digital IIR filters*. Proc. IASTED Int. Symp. Appl. Signal Processing Digital Filtering. Paris, France, June 1985, pp. 5-8.
4. A. A. Petrovsky, J. A. Ganushkin: *Syntheses of digital bandpass filters*. Radiotekhnika (Russian, translated in English (USA) - Radiotekh. Elektronik, 1985, vol. 10, pp. 24-25, 1985.
5. P. A. Regalia, S. K. Mitra: *Tunable digital frequency response equalization filters*: IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-35, no. 1, pp. 118-120, January 1987.
6. P. A. Regalia, S. K. Mitra, P. P. Vaidyanathan: *The digital all-pass filter: A versatile signal processing building block*. Proc. of the IEEE, vol. 76, no. 1, pp. 19-37, January 1988.
7. A. A. Petrovsky: *Methods and Microprocessor Means of Processing Broadband and Fastflowing Processes in Real-Time*. Minsk, Nauka i Technika, 1988.
8. E. H. J. Persoon, C. J. B. Vandenbulcke: *Digital audio: Examples of the application of the ASP integrated signal processor*. Philips Tech. Rev., vol. 42, pp. 201-216, April 1986.
9. J. K. J. Van Ginderduen et al.: *A high quality digital audio filter set designed by silicon compiler CATHEDRAL-1*. IEEE J. Solid-State Circuits., vol. SC-21, pp. 1067-1075, December 1986.
10. J. A. Moorer: *The manifold joys of conformal mapping: Applications to digital filtering in the studio*. J. Audio Eng. Soc., vol. 31, pp. 826-841, November 1983.

11. M. Wint...
speech proc...
12. L. R. Rab...
New Jersey
13. A. Petro...
bandwidth.
1527-1530
14. A. Birkh...
15. P. Mock...
TMS320 F...
16. J. Baszu...
testing. Pr...
Application
17. E. Zwic...
18. D. D. Gr...
Acoust. Sc...
19. W. Wan...
processing...
29-31 July
20. B. Gold,

The an...
the equation

Let's speci...
bilinear tra

- a) finc...
- b) des...
- c) tran...

It remains...
analog filter

where

11. M. Winterer, C. Bock, et. al.: *Digital filter processor: A low cost one-chip solution for audio and speech processing*. Proc. ICSPAT'93, 1993, pp. 32–41.
12. L. R. Rabiner, B. Gold: *Theory and Application of Digital Signal Processing*. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, 1975.
13. A. Petrovsky: *The synthesis of high order digital bandpass filters with tunable center frequency and bandwidth*. VIII Europ. Sig. Proc. Conf. (EUSIPCO 96). Trieste, Italy, 10–13 September 1996, pp. 1527–1530.
14. A. Birkholz: *Analiza matematyczna dla nauczycieli*. Warszawa, PWN, 1977.
15. P. Mock: *Add DTMF Generation and Decoding to DSP-P Designs*. vol. 1 of DSP Applications with the TMS320 Family, Texas Instruments, 1989.
16. J. Baszun, A. Petrovsky: *Design of speech processor for cochlear implants and method of its testing*. Proceedings of the 1st Russian International Conference Digital Signal Processing and its Applications. Moscow, Russia, June 30–July 3 1998, vol. 1, pp. 181–189.
17. E. Zwicker, H. Fastl: *Psychoacoustics Facts and Models*. Berlin, Springer-Verlag, 1990.
18. D. D. Greenwood: *A cochlear frequency-position function for several species-29 years later*. J. Acoust. Soc. Am., vol. 87, no. 6, pp. 2592–2605, June 1990.
19. W. Wan, A. A. Petrovsky, C. Fan: *A two-dimensional nonlinear cochlear model for speech processing: response to pure tones*. Proceedings, 6th International Fase-Congress, Zurich, Switzerland, 29–31 July 1992, pp. 233–236.
20. B. Gold, C. M. Rader: *Digital Processing of Signals*. McGraw-Hill Book Co., 1969.

APPENDIX

FREQUENCY CORRECTION

The analog Ω and ω digital frequencies are related for bilinear transformation by the equation [12]:

$$\Omega = \frac{2}{\Delta t} \operatorname{tg} \frac{\omega \Delta t}{2}. \quad (33)$$

Let's specify the digital bandpass filter ω_0 , $\Delta\omega$ and q . A design procedure based on the bilinear transformation would run as follows:

- a) find $\Omega_0 = \frac{2}{\Delta t} \operatorname{tg} \frac{\omega_0 \Delta t}{2}$, $\Delta\Omega$, and $Q = \Omega_0 / \Delta\Omega$;
- b) design the analog filter which meets the specifications Ω_0 , $\Delta\Omega$, Q ;
- c) transform $H(p)$ into $H(z)$ using bilinear transformation.

It remains only to provide details for the first step (a). Denote the bandwidth $\Delta\Omega$ of an analog filter by

$$\Delta\Omega = \left. \frac{\partial\Omega(\omega)}{\partial\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \Delta\omega, \quad (34)$$

where

$$\left. \frac{\partial\Omega(\omega)}{\partial\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = \sec^2 \frac{\omega_0 \Delta t}{2}, \quad \text{and} \quad \sec x = \frac{1}{\cos x}.$$

Then the relationship between $\Delta\Omega$ and $\Delta\omega$ can be written as given by

$$\Delta\Omega = \Delta\omega \sec^2 \frac{\omega_0 \Delta t}{2}. \quad (35)$$

It follows from $q = \omega_0/\Delta\omega$ and also, from Eq. (35), that

$$Q = \frac{\sin \omega_0 \Delta t}{\omega_0 \Delta t} q. \quad (36)$$

It comes out from (36) that $Q < q$ in all frequency range $\omega_0 \Delta t \in (0, \pi)$. Figure 11 shows the dependence of (36).

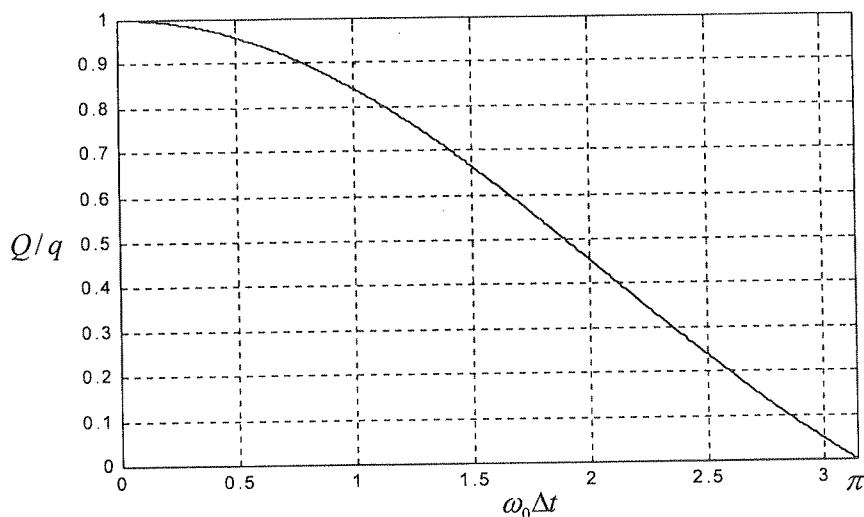


Fig. 11. Dependence of Q/q on $\omega_0 \Delta t$ by the bilinear transformation

A. A. PETROVSKY, J. BASZUN

PROJEKTOWANIE CYFROWYCH PRZESTRAJANYCH FILTRÓW PASMOWYCH – SYNTEZA I ZASTOSOWANIA

Streszczenie

Artykuł ten prezentuje metodę projektowania oraz wybrane zastosowanie przestrajanych filtrów pasmowych. Filtry te zbudowano jako połączenie kaskadowe identycznych rekursywnych sekcji środkowo-przepustowych drugiego rzędu. Rezultatem procedury projektowania filtru są współczynniki filtru o formie kaskadowej, oraz liczba sekcji drugiego rzędu w kaskadzie potrzebna do otrzymania pożądanej charakterystyki. Częstotliwość środkowa i pasmo przenoszenia filtrów mogą być niezależnie zmieniane przez prostą zmianę współczynników. Omówiono szczegółowo sposób syntezy filtrów. Zaprezentowana metoda umożliwia

łatwą syntezę
syntezę bankó
charakterystyk
zastosowania t
w czasie rzecz

Słowa kluczowe

Praca finansowa

(35)

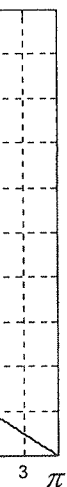
łatwą syntezę banków filtrów o identycznym pasmie przepustowym dla wszystkich filtrów w banku oraz na syntezę banków filtrów o identycznej dobroci. Filtry takie dobrze nadają się jako filtry kształtujące charakterystykę amplitudową sygnału oraz do detekcji sygnałów o określonej częstotliwości. Możliwe zastosowania to detekcja sygnałów DTMF, analizatory mowy dla implantów ślimakowych, korekcja sygnału w czasie rzeczywistym, itp.

Słowa kluczowe: cyfrowe przestrajane filtry pasmowe, filtry rekursywne.

(36)

Praca finansowana z grantu W/II/2/00 Politechniki Białostockiej.

ure 11 shows



YCH

ych filtrów pas-
sekcji środkowo-
ci filtru o formie
anej charaktery-
ane przez prostą
etoda umożliwia

Fi

TH
These
sections
are disc
To
present
comput
cycles

Keywo

Finite
implementa
noise errors
a few order
converters
quantization

As an i
structure fo
compare to
multiplicati
of DF struc
DF under fi

Finite Word Length Effects in Tunable Recursive Bandpass Filters

ALEXANDER A. PETROVSKY, JAROSŁAW BASZUN

Instytut Informatyki, Politechnika Białostocka

Otrzymano 2000.05.18

Autoryzowano 2001.01.03

This paper presents a method of analysis of high order digital tunable bandpass filters. These filters are built as a cascade connection of identical recursive second-order bandpass sections. Noise properties as well as influence of coefficient quantization on filters parameters are discussed in details.

To minimize quantization effects method of probabilistic rounding of coefficients is presented. This method is useful in case of fixed point implementation of any filters. Low computation cost cause that this way of rounding is very useful technique in eliminating of limit cycles and increasing dynamic range of filters.

Keywords: recursive filters, noise analysis, probabilistic rounding

1. INTRODUCTION

Finite register length of microprocessors with fixed point arithmetic leads to implementation errors of characteristics of digital filter (DF) and additive quantization noise errors. Magnitude of these errors depends on structure of a DF and can differ in a few orders. Problem of limited precision (word length) appears in analog to digital converters (ADC) and DF with poles placed near unity circle $|z|=1$. Coefficients quantization can lead to stability loss.

As an implementation of DF with given transfer function $H(z)$ it is considered such structure for which final quantizing error on output of the filter has the least value in compare to all other structures. The structure should also assure minimal number of multiplications for quantization period of an input sample. Hence, the task of synthesis of DF structure for fixed point implementations consists in finding of robust structure of DF under finite word length restrictions.

The digital bandpass filter consists of L second-order sections of the form:

$$H(z) = a_0 \frac{1 - z^{-2}}{1 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}, \quad (1)$$

where:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\Delta\omega\Delta t}{2 + \Delta\omega\Delta t}, \\ b_1 &= -\frac{4 \cos \omega_0 \Delta t}{2 + \Delta\omega\Delta t}, \\ b_2 &= \frac{2 - \Delta\omega\Delta t}{2 + \Delta\omega\Delta t}. \end{aligned} \quad (2)$$

The transfer function of a second-order section from Eq. (1) can be expressed in equivalent form as a digital tunable bandpass filter as follows [1]:

$$H(z) = a_0 \frac{1 - z^{-2}}{1 + (a_0 - 1)gz^{-1} + (1 - 2a_0)z^{-2}}, \quad (3)$$

where

$$g = 2 \cos \omega_0 \Delta t, \quad (4)$$

is a function of center frequency ω_0 .

2. ANALYSIS OF NOISE VARIANCE IN OUTPUT SIGNAL OF A CASCADE STRUCTURE OF L -IDENTICAL SECTIONS

Noise on output of a DF is caused by signal quantization effects in an ADC and roundoff or truncation of results of arithmetical operations in a DF. The differences between ADC quantization noise and noise of a DF is clearly topological [2]. In this analysis, it is assumed that signals quantization errors and errors in results of arithmetical operations are equivalent to uniform spread uncorrelated additive white noise [2].

Analog to digital conversion of a signal cause two kinds of errors: connected with signal quantization in time and with signal level quantization. First type of errors is minimized by use of high stable quartz oscillators in ADC (with low jitter). Quantization errors of ADC depends on roundoff or truncation exact value of a signal to binary levels. For their analysis it is assumed statistical model [2]. Due to the model quantization

errors are spectral po

where l_0 is
Additi
ved in rea
more fixe
model of
parameters

Quant
truncation
can be con
for truncat
represent f
level of th

The m
Fig. 1. It i
multipliers
obtained b
and source
Variance c

where H_k
of a DF.

form:

errors are considered as additive white noise not correlated with an input signal and spectral power density equal

$$(1) \quad S = 2^{-2l_0}/12, \quad (5)$$

where l_0 is the number of bits of ADC.

Addition and multiplication by constants (filter coefficients) are operations involved in realizing a digital filter using fixed point arithmetic. The addition of two or more fixed point numbers cannot lead to overflows. Under these conditions for noise model of a DF, it is possible to apply methods of linear circuits with lumped parameters.

$$(2) \quad \text{Quantization of results of multiplication in a DF is realized by rounding or truncation of results to resolution of output operands. Variance of noise in both cases can be computed from (5). For rounding mean value of random signal is equal zero, and for truncation is equal } 2^{-l_1}/2, \text{ where } l_1 \text{ is the number of bits (without sign) used to represent filter variables. For given transfer function and architecture of a processor the level of the output noise depends on form of realization of a DF.}$$

expressed in

$$(3) \quad \text{The noise model of one second-order section of the DF would be as shown in Fig. 1. It is assumed that any two different noise sources (i.e. associated with different multipliers), regarded as random process are uncorrelated, so the total variance can be obtained by adding the individual variances. Noise variance of } e_x \text{ source is } \sigma_x^2 = 2^{-2l_0}/12 \text{ and sources } e_0 \div e_2 \text{ is } \sigma_1^2 = 2^{-2l}/12, \text{ where } l \text{ is the resolution of registers without sign. Variance of output noise caused by } k\text{-th noise source is [2]}$$

$$(4) \quad \sigma_{ky}^2 = \sigma_k^2 \frac{1}{2\pi j} \oint H_k(z) H_k^*(z^{-1}) z^{-1} dz \quad (6)$$

where $H_k(z)$ — transfer function of the system from k -th noise source to output of a DF.

CASCADE

an ADC and
The differen-
logical [2]. In
in results of
additive white

connected with
e of errors is
Quantization
binary levels.
l quantization

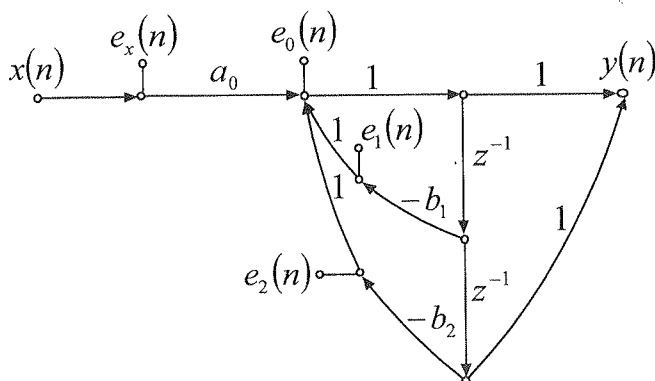


Fig. 1. Noise model of one second-order section of the DF

The total steady-state noise variance of the DF from all three sources is

$$\sigma_y^2 = \sum_{k=0}^2 \sigma_{ky}^2.$$

Noise variance on the output of one second-order section from Fig. 1 is [2, 3]

$$\sigma_y^2 = \frac{2a_0}{1-b_2} \sigma_x^2 + \frac{6}{1-b_2} \sigma_1^2. \quad (7)$$

Let's determine noise variance on output of a cascade structure consists of L identical sections. Variance of output noise of one second-order section can be expressed as follows:

$$\sigma_{y1}^2 = s_x \sigma_x^2 + s_1 \sigma_1^2,$$

where s_x and s_1 are proportional coefficients from Eq. (7). On output of the second section we get:

$$\sigma_{y2}^2 = s_x (s_x \sigma_x^2 + s_1 \sigma_1^2) + s_1 \sigma_1^2.$$

The steady-state output noise of all cascade consists of L sections will be

$$\sigma_{yL}^2 = s_x^L \sigma_x^2 + (s_x^{L-1} s_1 + s_x^{L-2} s_1 + \dots + s_x s_1 + s_1) \sigma_1^2 = s_x^L \sigma_x^2 + s_1 \frac{s_x^L - 1}{s_x - 1} \sigma_1^2. \quad (8)$$

For a DF consists of identical sections it can be specified the maximal acceptable noise level σ_{ya} . When $|y(n)|_{\max} \leq 1$ its magnitude is calculated as follows:

$$\sigma_{ya} = 0.5 \cdot 10^{-(D+R)/10},$$

where:

D — dynamic range of the input and the output signal;

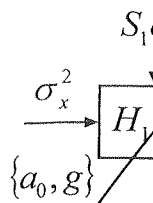
R — signal/noise ratio on the output of a DF.

For given σ_{ya} it is assumed that $\sigma_{1a}^2 = (0.8 \dots 0.9) \sigma_{ya}^2$ [4]. Let's take into consideration processing optimality loss P , caused by inaccuracy in quantization of coefficients [5]. Then variance component $\hat{\sigma}_{1a}^2 = \sigma_{1a}^2 10^{P/10}$ and generally $P < 3$ dB. As a result the formula describing resolution of registers in arithmetic unit of the processor is

$$l = \lceil 0.5 \log_2 1/12 \sigma_{1a}^2 \rceil,$$

where $\lceil \cdot \rceil$ — the smallest integer greater than or equal to a number. From Eq. (8) it is possible to determine the maximal number of sections for which internal noise on the output of the DF will be less than specified (see Fig. 2):

where $\lceil \cdot \rceil$ —



3.

Represent
finite precis
characteristic
passband and
frequencies i

Let's H
center frequ
quantized co

where:

ω_0^* — cen

$\Delta\omega_0$ — freq

Let's for

of error $\nu_{\max}$

remains stab

ficients are

deviations of

$$L = \left\lfloor \log_2 \frac{\sigma_{ya}^2(s_x - 1) + s_1 \sigma_1^2}{\sigma_x^2(s_x - 1) + s_1 \sigma_1^2} / \log_2 s_x \right\rfloor,$$

where $\lfloor \cdot \rfloor$ — the greatest integer less than or equal to a number.

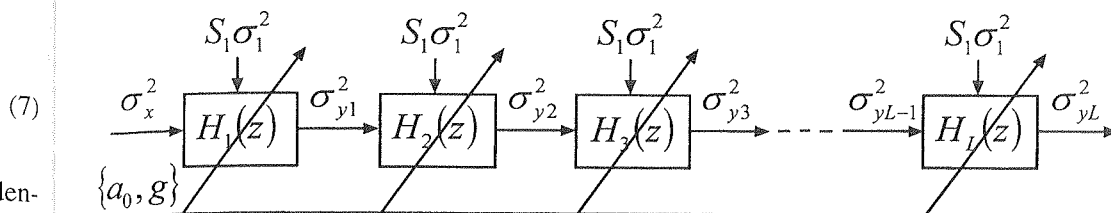


Fig. 2. Noise variance of cascade of L sections tunable digital filter

3. ANALYSIS OF COEFFICIENTS QUANTIZATION EFFECTS

Representation of coefficients of a DF, in this case the tunable bandpass filter, with finite precision during fixed point computations leads to deviation of frequency characteristics from required. In particular, to deviation of the center frequency, passband and phase response from given, what can to affect detection of harmonic frequencies in the input signal.

3.1. CENTER FREQUENCY ERROR

Let's $H(z)$ will be the transfer function of the DF with exact coefficients, ω_0 — its center frequency, l_1 — precision of representation of coefficients for the DF with quantized coefficients. The goal is to find out the relative error of the center frequency

$$\nu = \frac{\omega_0^* - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta \omega_0}{\omega_0},$$

where:

ω_0^* — center frequency of the DF with quantized coefficients;

$\Delta \omega_0$ — frequency deviation of ω_0 (deviation from required value).

Let's formulate reverse task: for given $H(z)$, ω_0 , Δt and maximal acceptable value of error $\nu_{\max}$ determine resolution of coefficients l_1 for which $\nu_1 \leq \nu_{\max}$ and resonator remains stable. Analytic solution of the task for given transfer function, which coefficients are given as explicit functions of ω_0 , can be found. In this case, for small deviations of the center frequency the following equation is true

$$\Delta \omega_0 = \sum_{i=0}^N \frac{\partial \omega_0}{\partial a_i} \Delta a_i + \sum_{j=1}^N \frac{\partial \omega_0}{\partial b_j} \Delta b_j, \quad (9)$$

where:

a_i, b_j — appropriate coefficients of numerator and denominator of the transfer function $H(z)$;

$\Delta a_i, \Delta b_j$ — quantization error of coefficients;

$N \hat{=} 2$ — for the filter from Eq. (1).

Let's consider the transfer function of the DF from Eq. (1) with coefficients get as in Eq. (2) and express ω_0 by value of coefficients:

$$\omega_0 = \frac{1}{\Delta t} \arccos \frac{-b_1(2 + \Delta\omega\Delta t)}{4}.$$

From (9) the total error of the center frequency for simultaneous quantized all coefficients is:

$$\Delta\omega_0 = \frac{\partial}{\partial b_1} \frac{\Delta b_1}{\Delta t} \arccos \frac{-b_1(2 + \Delta\omega\Delta t)}{4} = \Delta b_1 \frac{2 + \Delta\omega\Delta t}{\Delta t \sqrt{16 - 4b_1^2 - 4b_1^2 \Delta\omega\Delta t - b_1^2 \Delta\omega^2 \Delta t^2}}.$$

Comparing above equation with Eq. (2) we get:

$$\Delta\omega_0 = \frac{\Delta b_1(2 + \Delta\omega\Delta t)}{4\Delta t \sin \omega_0 \Delta t}.$$

Let's assume that the maximal quantization error is equal for all coefficients in above equation $|\Delta b_1| = \varepsilon$, then relative error of the center frequency is

$$\nu_1 = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\varepsilon(2 + \Delta\omega\Delta t)}{4\omega_0 \Delta t \sin \omega_0 \Delta t}.$$

For rounding to l_1 binary levels after dot $\varepsilon = 2^{-l_1-1}$, and

$$\nu_1 = \frac{2^{-l_1-1}(2 + \Delta\omega\Delta t)}{4\omega_0 \Delta t \sin \omega_0 \Delta t} = \frac{(2 + \Delta\omega\Delta t)2^{-l_1-3}}{\omega_0 \Delta t \sin \omega_0 \Delta t}. \quad (10)$$

From Eq. (10) the minimum number of bits for coefficients of the DF transfer function with $\nu_1 \leq \nu_{\max}$ is:

$$l_1 = \left\lceil \log_2 \frac{(2 + \Delta\omega\Delta t)}{\nu_{\max} \omega_0 \Delta t \sin \omega_0 \Delta t} \right\rceil - 3.$$

Let $H(z)$ passband, l_2 coefficients.

where:

$\Delta\omega^*$ — pas

$\Delta\omega_B$ — fre

We wil

be determin

From (9) v

$$\frac{\partial \Delta\omega}{\partial a}$$

$$\frac{\partial \Delta\omega}{\partial b_1} \Delta b_1$$

$$\frac{\partial \Delta\omega}{\partial b_2}$$

The t

$\Delta\omega$

Let's ass

3.2. PASSBAND ERROR

Let $H(z)$ will be the transfer function of the DF with exact coefficients, $\Delta\omega$ is the passband, l_2 is the precision of representation of coefficients for the DF with quantized coefficients. The aim is to find out relative error of the passband

$$\nu = \frac{\Delta\omega^* - \Delta\omega}{\Delta\omega} = \frac{\Delta\omega_B}{\Delta\omega},$$

where:

$\Delta\omega^*$ — passband width of the DF with quantized coefficients;

$\Delta\omega_B$ — frequency deviation of $\Delta\omega$ (deviation from required value).

We will determine $\Delta\omega_B$ in similar way to $\Delta\omega_0$ from Eq. (9). From Eq. (2) $\Delta\omega$ can be determined as follows:

$$\Delta\omega = \frac{2a_0}{\Delta t(1-a_0)},$$

$$\Delta\omega = -\frac{4\cos(\omega_0\Delta t) + 2b_1}{b_1\Delta t},$$

$$\Delta\omega = \frac{2(1-b_2)}{\Delta t(1+b_2)}.$$

From (9) we get:

$$\frac{\partial\Delta\omega}{\partial a_0} \Delta a_0 = \frac{\partial}{\partial a_0} \left(\Delta a_0 \frac{2a_0}{\Delta t(1-a_0)} \right) = 2 \frac{\Delta a_0}{\Delta t(a_0-1)^2} = \frac{1}{2} \Delta a_0 \frac{(2+\Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta t},$$

$$\frac{\partial\Delta\omega}{\partial b_1} \Delta b_1 = \frac{\partial}{\partial b_1} \left(\Delta b_1 \frac{4\cos(\omega_0\Delta t) + 2b_1}{-b_1\Delta t} \right) = 4\Delta b_1 \frac{\cos(\omega_0\Delta t)}{\Delta t b_1^2} = \frac{1}{4} \Delta b_1 \frac{(2+\Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta t \cos(\omega_0\Delta t)},$$

$$\frac{\partial\Delta\omega}{\partial b_2} \Delta b_2 = \frac{\partial}{\partial b_2} \left(\Delta b_2 \frac{2(1-b_2)}{\Delta t(1+b_2)} \right) = -4 \frac{\Delta b_2}{\Delta t(1+b_2)^2} = -\frac{1}{4} \Delta b_2 \frac{(2+\Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta t}.$$

(10)

The total error of the passband for simultaneous quantized all coefficients is:

$$\Delta\omega_B = \frac{1}{2} \Delta a_0 = \frac{(2+\Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta t} + \frac{1}{4} \Delta b_1 \frac{(2+\Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta t \cos(\omega_0\Delta t)} - \frac{1}{4} \Delta b_2 \frac{(2+\Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta t}.$$

Let's assume that the maximal quantization error is equal for all coefficients:

$$|\Delta a_1|_{\max} = |\Delta b_1|_{\max} = |\Delta b_2|_{\max} = \varepsilon,$$

then the relative error of the passband is:

$$\nu_2 = \frac{\Delta\omega_B}{\Delta\omega} = \frac{1}{4} \varepsilon \frac{(2 + \Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta\omega\Delta t} \left(1 + \frac{1}{\cos(\omega_0\Delta t)} \right).$$

For rounding to l_2 binary levels after dot $\varepsilon = 2^{-l_2-1}$ and we get

$$\nu_2 = \frac{2^{-l_2-3} (2 + \Delta\omega\Delta t)^2}{\Delta\omega\Delta t} \left(1 + \frac{1}{\cos(\omega_0\Delta t)} \right). \quad (11)$$

From Eq. (11) the minimum number of bits for coefficients of the DF transfer function with $\nu_2 \leq \nu_{\max}$ is:

$$l_2 = \left\lceil \log_2 \frac{(2 + \Delta\omega\Delta t)^2}{\nu_{2m} \Delta\omega\Delta t} \left(1 + \frac{1}{\cos(\omega_0\Delta t)} \right) \right\rceil - 3.$$

3.3. PHASE RESPONSE ERROR

Let's consider coefficients quantization effect on the phase response (PR). It is obviously, that for the center frequency $\varphi(\omega_0) = 0$. In real DF as a result of dislocation of ω_0 to value of ω_0^* , caused by coefficients quantization, for frequency ω_0 the deviation of PR will be $\Delta\varphi = \varphi^*(\omega_0)$. To estimate $\Delta\varphi$ the PR of the DF will be find from Eq. (1):

$$\varphi(\omega) = \arctan \frac{\text{Im}[H(e^{j\omega\Delta t})]}{\text{Re}[H(e^{j\omega\Delta t})]} = \arctan \frac{b_1 + (1 + b_2) \cos(\omega_0\Delta t)}{(1 - b_2) \sin(\omega_0\Delta t)}.$$

Let's denote quantized coefficient as $\bar{b}_1, \bar{b}_2$, then

$$\Delta\varphi = \arctan \frac{\bar{b}_1 + (1 + \bar{b}_2) \cos(\omega_0\Delta t)}{(1 - \bar{b}_2) \sin(\omega_0\Delta t)}.$$

if $|\bar{b}_1 - b_1| \leq \varepsilon, |\bar{b}_2 - b_2| \leq \varepsilon$, where $\varepsilon = 2^{-l_2-1}$, then

$$\Delta\varphi = \arctan \frac{b_1 - (1 + b_2) \cos(\omega_0\Delta t) \pm \varepsilon (1 + \cos(\omega_0\Delta t))}{(1 - b_2 \pm \varepsilon) \sin(\omega_0\Delta t)}. \quad (12)$$

After substitute $(\Delta\varphi)_m = \max(\Delta\varphi)$, Eq. (12) is solved with reference to ε :

$$\varepsilon \leq \frac{(1 - b_2) \cos(\omega_0\Delta t) \tan(\Delta\varphi)_m + b_1 + (1 + b_2) \cos(\omega_0\Delta t)}{1 + \cos(\omega_0\Delta t) + \sin(\omega_0\Delta t) \tan(\Delta\varphi)_m},$$

from the equation above the minimum number of bits for coefficients of the DF transfer function for which error of the PR for frequency ω_0 will be less than given the maximal acceptable value $(\Delta\varphi)_m$

$$l_3 = \left\lceil \log_2 \frac{(1-b_2) \cos(\omega_0 \Delta t) \tan(\Delta\varphi)_m + b_1 + (1+b_2) \cos(\omega_0 \Delta t)}{1 + \cos(\omega_0 \Delta t) \sin(\omega_0 \Delta t) \tan(\Delta\varphi)_m} \right\rceil - 1.$$

(11)

Because the DF filters consists of identical sections the resolution of coefficients for N sections of the DF is equal the minimal number of bits necessary to achieve required precision in regard to three of analyzed errors

$$l = \max \{l_1, l_2, l_3\}.$$

4. PROBABILISTIC ROUNDING OF COEFFICIENTS

Probabilistic rounding can be described in the following way: let $\hat{b}_{n+m}$ be a coefficient of a DF, represented as binary number with fixed point $(n+m)$ resolution

$$\hat{b}_{n+m} = 0, g_1 g_2 \dots g_n v_1 v_2 \dots v_m \quad (13)$$

where:

$g_i = 0$ or 1 ;

$i = \overline{1, n}$ — index of higher bits;

$v_j = 0$ or 1 ;

$j = \overline{1, m}$ — index of lowers bits of the operand.

Rounded machine operand to n bits is

$$\hat{b}_n = 0, g_1 g_2 \dots (g_n + v_1).$$

Rounding error is

$$\Delta \hat{b}_{n+m} = \hat{b}_n - \hat{b}_{n+m} = 2^{-n} \left(v_1 - \sum_{i=1}^m v_i 2^{-i} \right).$$

If $v_1 = 1$, then the module of absolute rounding error is

(12)

$$\Delta \hat{b}' = 2^{-n} \left(1 - \sum_{i=1}^m v_i 2^{-i} \right), \quad (14)$$

and when $v_1 = 0$, then

$$\Delta \hat{b}'' = 2^{-n} \sum_{i=1}^m v_i 2^{-i}. \quad (15)$$

Probabilistically rounded coefficient is

$$b = \begin{cases} b_0 + \Delta b', & p > \xi, \\ b_0 - \Delta b'', & p \leq \xi, \end{cases} \quad (16)$$

where:

ξ — uniformly distributed random value in interval $[0, 1]$;

p — value of given probability for which $M[b] = b_0$ and M is mathematical expectation.

On the other hand expectation value of random coefficient b is

$$M[b] = p(b_0 + \Delta b') + (1 - p)(b_0 - \Delta b''),$$

this implies, that

$$p \triangleq \frac{\Delta b''}{\Delta b' + \Delta b''} = \sum_{i=1}^m v_i 2^{-i} \quad (17)$$

and this is an estimate of value of truncated part of a machine operand. Thus, unity is added, with probability numerically equal to truncated part, to n -th bit rounded operand (13). Expectation value of the result is unbiased with respect to a number and a rounded number and not depends on statistical properties of truncated part of numbers.

Hence, coefficients a_0 and g of Eq. (3) as a result of rounding by the rule (16) became random. In addition

$$\begin{cases} M[\hat{a}_0] = a_0, \hat{a}_0 = a_0 \pm \Delta \hat{a}_0 \\ M[\hat{g}] = g, \hat{g} = g \pm \Delta \hat{g}, \\ M[\Delta \hat{a}_0] = 0, M[\Delta \hat{g}] = 0, M[\Delta \hat{a}_0 \cdot \Delta \hat{g}] = 0. \end{cases} \quad (18)$$

Necessary and sufficient stability condition of DF is the following requirement for impulse response [2]:

$$\sum_{k=0}^{\infty} |h_k| \leq D_1,$$

where D_1 — constant. The impulse response of the transfer function (general case)

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^N \alpha_i z^{-i}}{1 - \sum_{j=0}^M \beta_j z^{-j}}, \quad M \geq N,$$

is determined from the recurrence formula [2]:

where $\beta_i = 0$
sum and pro
random, it be
filter with co

Thus, it
selected in a
is a DF whic
i.e. if stable
The min
signal as a
stable filters

where $y_0 \rightarrow$
($k \rightarrow \infty$), wh
we get:

For coeffic
variance is

Based on c
cient) is

$$h_k = \alpha_k - \sum_{i=1}^k \beta_i h_{k-i}, \quad (19)$$

(16)

where $\beta_i = 0$ at $i > M$ and $\alpha_k = 0$ at $k > N$. Based on mathematical expectation theorem of sum and product of independent random values, used in (19), where α_i and β_j are random, it became clear, that necessary and sufficient condition of stability of a digital filter with coefficients, satisfying condition (18), is

mathematical expect-

$$\sum_{k=0}^{\infty} |M[\hat{h}_k]| \leq D_1.$$

(17)

Thus, it is permissible to conclude, that DF with random coefficients, which are selected in according to Eq. (16), and taking into account (18), is always stable, if stable is a DF which coefficients are equal to mathematical expectation of random coefficients, i.e. if stable is a DF with deterministic coefficients.

The minimal coefficients resolution will be limited by noise level in the output signal as a result of probabilistic rounding of DF coefficients. For steady state and stable filters error is constant and not depend on time:

$$\sigma_i^2 = M[(y_k - y_0)^2],$$

Thus, unity is
ended operand
and a rounded
pers.

the rule (16)

where y_0 — response of DF for steady input signal $x_k = x_0 \cdot 1[k]$ in steady state ($k \rightarrow \infty$), which can be got for computations realized with infinite precision. Then we get:

(18)

$$y_0 = \frac{x_0 \sum_{i=0}^N \alpha_i}{1 - \sum_{j=0}^M \beta_j}.$$

requirement for

For coefficients α_i and β_i quantized in random manner (Eqs. (16) and (18)), their variance is determined from the following formula:

eral case)

$$\sigma_b^2 = p(\Delta b')^2 + (1-p)(\Delta b'')^2.$$

Based on expression (14), (15) and (17) variance of machine operand (a DF coefficient) is

$$\sigma_b^2 = 2^{-2n} \left(1 - \sum_{i=1}^m v_i 2^{-i} \right) \sum_{i=1}^m v_i 2^{-i}.$$

5. EXPERIMENTAL VERIFICATION OF COEFFICIENT QUANTIZATION EFFECTS

5.1. ERROR VARIANCE

The system from Fig. 3 was used to measure the variance of error (σ^2) for various computer word lengths. The system $H_\infty(z)$ was implemented with 64-bit float point coefficients. Figure 4 shows the values of σ^2 for one second-order section implemented in fixed point arithmetic with three different methods of eliminating low order bits after multiplication: truncation, rounding and probabilistic rounding. The filter with the

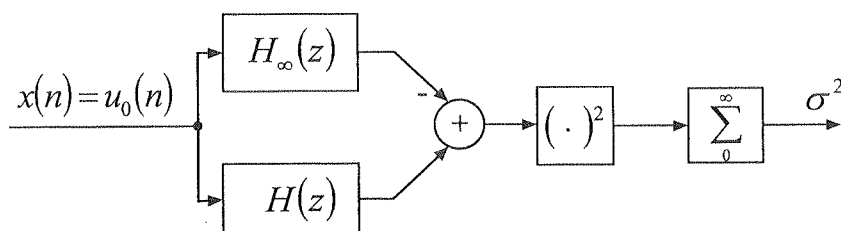


Fig. 3. Technique for measuring variance of error due to coefficient quantization [2]

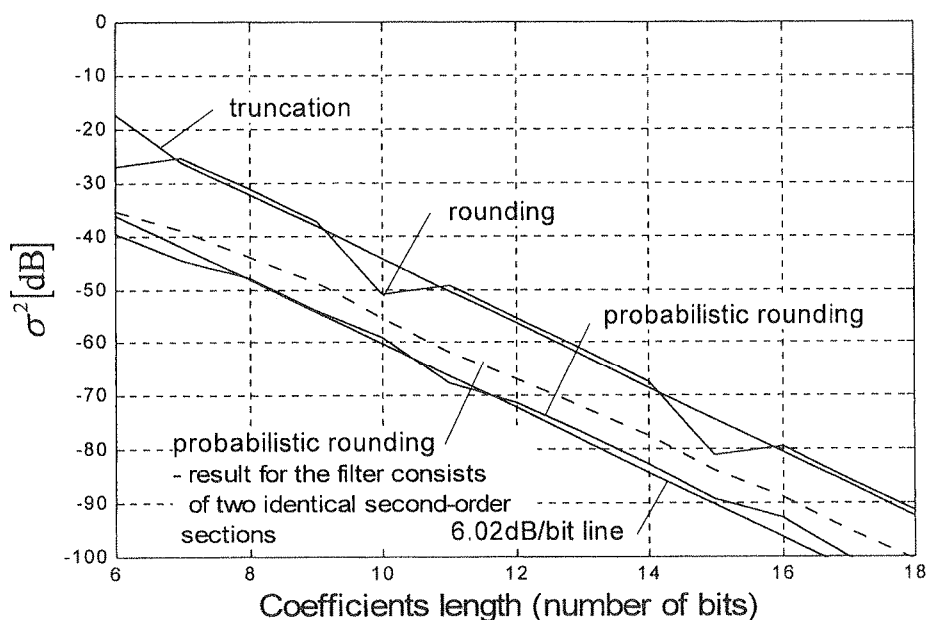


Fig. 4. Error variance for three types of coefficient quantization on the output of one second-order section of the digital tunable bandpass filter and two second-order sections with probabilistic rounding

following coefficients
 $a_0 = 0.169210$
 sequence is a

The best results

In Fig. 5, the results are shown. For the case of probabilistic rounding, the results for first and second order sections are shown in Fig. 6.

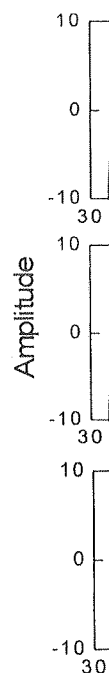


Fig. 5. Impulse response from to

following coefficients (after rounding or truncation to specified number of bits) $a_0 = 0.16921065847709$, $g = 0.76536686473018$ were used in presented tests. The input sequence is a digital impulse defined by the relation

$$u_0(n) = \begin{cases} 1 & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

The best results were obtained for probabilistic rounding.

5.2. LIMIT CYCLE OSCILLATIONS

In Fig. 5, the impulse response of filters with different method of quantization was shown. For truncation and rounding limit cycle oscillations were observed. In case of probabilistic rounding no limit cycle was observed. In Fig. 7 spectra of limit cycles for first and second case were shown. The diagram was got by the system shown in Fig. 6.

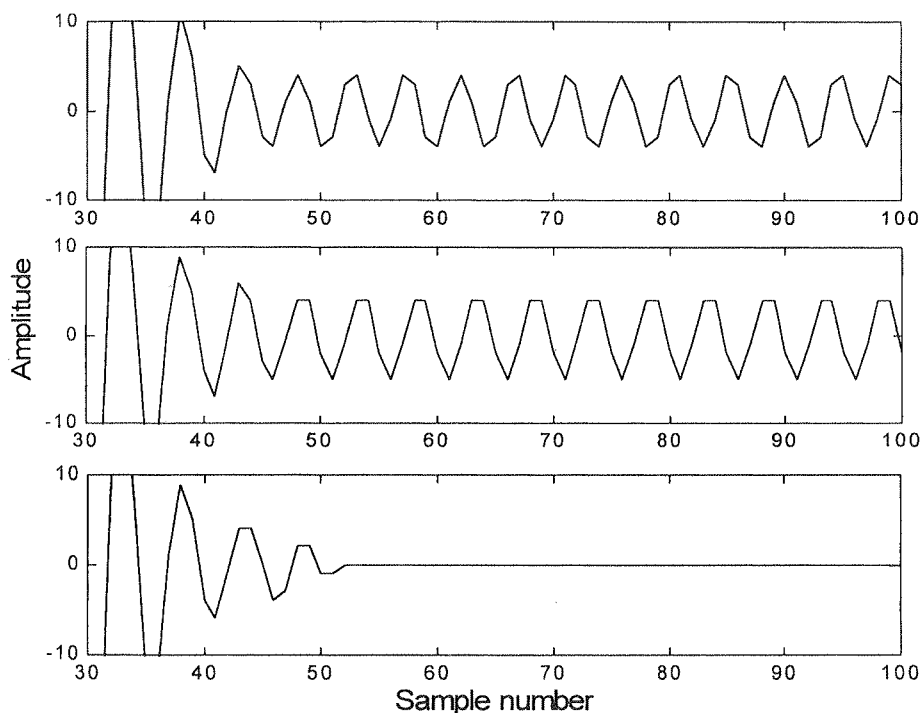


Fig. 5. Impulse response of one second-order section of DF with different method of coefficients quantization, from top: truncation, rounding, probabilistic rounding. Register length is 16 bits in all cases

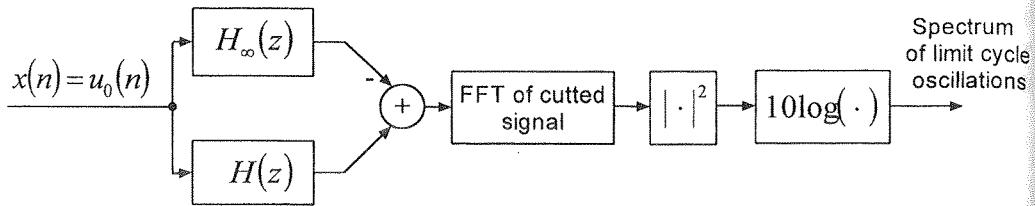


Fig. 6. Technique for visualizing spectrum of limit cycles

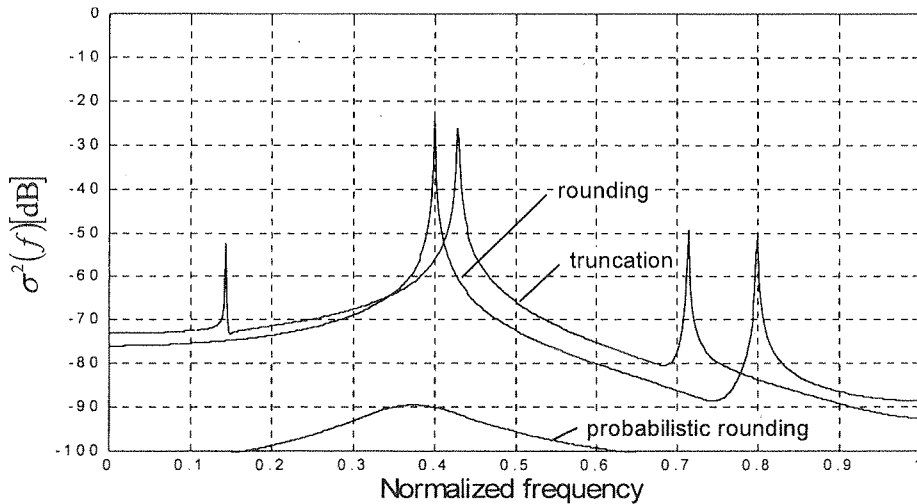


Fig. 7. Spectra of limit cycles for truncation, rounding and probabilistic rounding, in one second-order section of DF, 16 bit register length

6. CONCLUSIONS

The cost of a digital filter, if implemented as a special-purpose computer, depends heavily on the word length of the coefficients. Therefore it should be reduced as much as possible. On the other hand, a small word length causes large coefficients deviations that impair the wanted performance of the digital filter. The necessary word length may be reduced by choosing a suitable structure for the filter. Presented analysis of tunable recursive filters allows to precisely predict the noise properties of the filter. Presented method of probabilistic rounding is an effective method of eliminating limit cycle oscillations and increasing useful dynamic range what allows to reduce filter word length. This method is easy to implement both in FPGA or general purpose DSP processors (for example using auxiliary accumulator).

The au
comments

This
W/II/2/00

1. A. Petr
Kwartalnik
2. L. R. R
Cliffs, Pre
3. A. A. Pe
Processes
4. S. S. Bu
1984, (in F
5. A. V. Br
1982, (in F

Artykuł
Filtr te zbud
szczegółowo
Aby zn
Metoda ta je
koszt oblicze
i zwiększenia

Słowa kluczowe

Praca finansowa

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the anonymous reviewer for his constructive comments and corrections.

This work was supported by Białystok Technical University under the grant W/II/2/00.

BIBLIOGRAPHY

1. A. Petrovsky, J. Baszun: *Design of digital tunable bandpass filters: Synthesis and applications*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, vol. 47, no. 1, pp. 21–41, 2001.
2. L. R. Rabiner, B. Gold: *Theory and Application of Digital Signal Processing*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1975.
3. A. A. Petrovsky: *Methods and Microprocessor Means of Processing Broadband and Fastflowing Processes in Real-Time*. Minsk, Nauka i Technika, 1988.
4. S. S. Bulgakov et al.: *Design of Digital Systems Based on the Bit Slice Microprocessors*. Moscow, 1984, (in Russian).
5. A. V. Brunchenko et al.: *Digital Filters for Telecommunications and Radio Engineering*. Moscow, 1982, (in Russian).

A.A. PETROVSKY, J. BASZUN

EFEKT SKOŃCZONEJ DŁUGOŚCI SŁOWA W REKURSYWNYCH
PRZESTRAJANYCH FILTRACH PASMOWYCH

Streszczenie

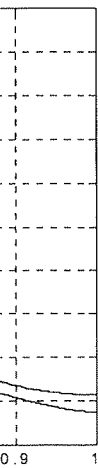
Artykuł ten prezentuje metodę analizy cyfrowych przestrzajanych filtrów pasmowych wysokiego rzędu. Filtry te zbudowano jako kaskadowe połączenie identycznych rekursywnych sekcji drugiego rzędu. Omówiono szczegółowo własności szumowe jak również wpływ kwantowania współczynników na osiągi filtrów.

Aby zminimalizować efekty kwantyzacji zaproponowano metodę zaokrąglania probabilistycznego. Metoda ta jest użyteczna w wypadku implementacji stałoprzecinkowej wszystkich rodzajów filtrów. Niski koszt obliczeniowy powoduje, że metoda ta jest bardzo użyteczną techniką eliminacji cykli granicznych i zwiększenia zakresu dynamiki filtrów.

Słowa kluczowe: filtry rekursywne, analiza szumu, zaokrąglanie probabilistyczne.

Praca finansowana z grantu W/II/2/00 Politechniki Białostockiej.

Spectrum
of limit cycle
oscillations



ond-order section

se computer,
it should be
causes large
tal filter. The
for the filter.
dict the noise
an effective
dynamic ran-
plement both
auxiliary ac-

W pra
cych w ni
nych w róż
bryły diele
rezonatorów
zastępczy p
wytwarzane
tencjałowej
i Mosiga.

W cel
wstępie za
w bieguno
ładunków,
Fouriera. C
Fouriera ro
elementami
interesujące
w takiej sy
rodzaje TE

Do al
kina. W cel
ne przez au
zastosowan

Skute
tatami oblic

Słowa klucz:

Cylindryczne rezonatory dielektryczne w zastosowaniach antenowych – analiza z wykorzystaniem równań całkowych

ANDRZEJ A. KUCHARSKI

Instytut Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej

Otrzymano 2000.09.04

Autoryzowano 2001.01.26

W pracy opisano efektywną metodę analizy zjawisk elektromagnetycznych zachodzących w niejednorodnych strukturach dielektrycznych o symetrii obrotowej, umieszczonych w różnych środowiskach. Jako najbardziej ogólny rozważono przypadek umieszczenia bryły dielektrycznej w ośrodku warstwowym o dowolnej stratyfikacji. Metodę analizy rezonatorów oparto na wykorzystaniu objętościowego równania całkowego. Wprowadzono zastępczy prąd elektryczny charakteryzujący strukturę dielektryka. Wtórne pole elektryczne wytwarzane przez zastępczy rozkład prądów obliczono za pomocą tzw. równania dwupotencjałowego, które dla ośrodków warstwowych zostało sformułowane przez Michalskiego i Mosiga.

W celu zredukowania złożoności obliczeniowej zagadnienia wykorzystano poczynione na wstępie założenie o obrotowej symetrii bryły (anten) dielektrycznej. Równania zapisano w biegunowym układzie współrzędnych, a następnie do wszystkich zmiennych (prądów, ładunków, pól elektrycznych i magnetycznych, itp.) zastosowano przekształcenie w szereg Fouriera. Okazuje się, że jądra równań odpowiadające poszczególnym elementom szeregu Fouriera rozdziela się, dzięki czemu możliwa jest niezależna analiza związanych z tymi elementami rodzajów pola elektromagnetycznego (tzw. rodzaje azymutalne pola). Szczególnie interesujące własności przedstawia sobą rodzaj pola o symetrii obrotowej. Jak wykazano, w takiej sytuacji następuje dalsze rozdzielenie równań, które opisują teraz niezależnie tzw. rodzaje TE i TM pola elektromagnetycznego.

Do algebraizacji równań wykorzystano metodę momentów, stosując tzw. schemat Galerina. W celu dalszej poprawy efektywności rozwiązania wykorzystano specjalnie skonstruowane przez autora funkcje bazowe, w których ilość niezależnych zmiennych zredukowano poprzez zastosowanie prawa Gaussa.

Skuteczność metody wykazano na przykładach, porównując uzyskiwane wyniki z rezultatami obliczeń za pomocą innych metod oraz z danymi literaturowymi.

Słowa kluczowe: rezonatory dielektryczne, równanie dwupotencjałowe, metoda momentów

1. WPROWADZENIE

W ostatnich latach dużą popularnością wśród konstruktorów anten przeznaczonych do pracy w zakresie częstotliwości mikrofalowych cieszą się tzw. anteny dielektryczne [1]. Są to odpowiednio pobudzone rezonatory dielektryczne [2] (DRs — ang. Dielectric Resonators) o niskiej dobroci Q , w których wzbudza się określony rodzaj drgań pola elektromagnetycznego. Rezonatory takie buduje się z materiałów o stosunkowo dużej stałej dielektrycznej [3], co umożliwia uzyskanie małych wymiarów fizycznych anteny. Anteny dielektryczne mają z reguły znacznie szersze pasmo niż np. anteny mikropaskowe, posiadające zbliżony zakres zastosowań. Charakteryzują się jednocześnie małymi stratami cieplnymi — znacznie mniejszymi, niż anteny mikropaskowe [4]. Należy tu podkreślić, że wspomniana niska dobroć rezonatorów stosowanych jako anteny wynika nie ze strat energii wewnątrz rezonatora, a z faktu wypromieniowania energii elektromagnetycznej na zewnątrz. Szerokie pasmo anten dielektrycznych może być dalej poszerzane przez zastosowanie rezonatorów niejednorodnych. Spotykane są rozwiązania polegające na wprowadzaniu szczeliny powietrznej [5], łączeniu dwóch lub więcej rezonatorów o nieco różniących się częstotliwościach rezonansowych w jeden układ [6], czy też anteny, w których dielektryk „wewnętrzny” pokrywany jest dodatkową warstwą dielektryczną [7].

Pomimo tak szerokiego zainteresowania zastosowaniami anten dielektrycznych, metody analizy takich anten, a szczególnie struktur niejednorodnych, są stosunkowo słabo rozwinięte. Większość z nich dotyczy rezonatorów umieszczonych w swobodnej przestrzeni lub w obecności idealnej płaszczyzny przewodzącej [7]. Część metod analizy rezonatorów dielektrycznych, których szeroki przegląd może czytelnik znaleźć w monografii Modelskiego i Abramowicza [2], dotyczy mikrofalowych układów scalonych i nie nadaje się wprost do opisu tychże rezonatorów jako anten (por. również [8-10]). Antenom rezonansowym wykorzystującym zjawiska zachodzące w dielektrykach poświęcone są prace Sivova i Chuprina [11], którzy do analizy zastosowali uogólnioną metodę drgań własnych [12]. Dość powszechnie stosowaną metodą analizy anten dielektrycznych jest metoda oparta na powierzchniowych równaniach całkowych [3,4]. Metoda ta nie nadaje się jednak do skutecznego opisu struktur silnie niejednorodnych. Z kolei metoda równań objętościowych (por. np. [13]) wydaje się zbyt mało wydajna, aby można ją było stosować na szerszą skalę do analizy struktur spotykanych w praktyce. Ponadto autor nie spotkał w literaturze opisu metod umożliwiających analizę niejednorodnych brył dielektrycznych umieszczonych w ośrodkach warstwowych o dowolnej stratyfikacji.

W pracy opisano teorię umożliwiającą analizę niejednorodnych anten dielektrycznych o symetrii obrotowej, umieszczonych w tzw. ośrodkach warstwowych. Sytuacje, gdy antena znajduje się w swobodnej przestrzeni lub nad metalową płaszczyzną zawarte są w zaproponowanym podejściu jako szczególne przypadki. Warto wspomnieć, że alternatywą dla proponowanego poniżej podejścia mogłoby być wykorzystanie metod siatkowych (np. metody elementów skończonych, czy metody różnic skończonych w dziedzinie czasu), jednak po pierwsze uwzględnienie zagadnień promieniowania, choć

możliwe, ni-
wiązanie pe-
całkowych u-
w badanych
kach warstw
wcześniejsz
netycznych
i dlatego m-
szereg całko-

2. RÓ

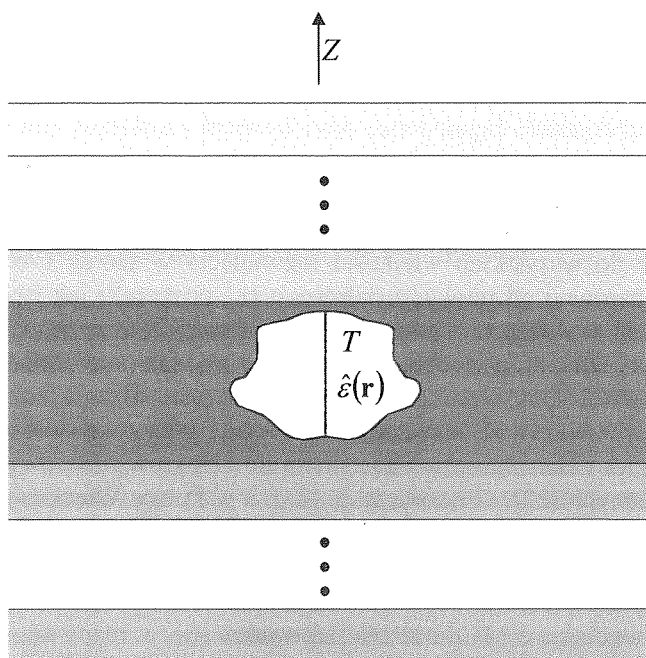
Rozważ
współrzędny
czona jest
Warstwy do
Założm
przenikalnoś
riach zastęp

możliwe, nie wynika z istoty sformułowania tych metod, po drugie analityczne rozwiązanie pewnych ogólnych zagadnień będące koniecznym wstępem do metody równań całkowych umożliwia lepszą, zdaniem autora, analizę zjawisk fizycznych zachodzących w badanych obiektach (np. klasyfikacja rodzajów pola, fale powierzchniowe w ośrodkach warstwowych, itp.). Niniejsza praca stanowi pewnego rodzaju podsumowanie wcześniejszych prac autora [14-19] dotyczących analizy rozpraszania fal elektromagnetycznych przez obiekty dielektryczne oraz rezonansów własnych tychże obiektów i dlatego ma w pewnym stopniu charakter przeglądowy. Zaprezentowano jednakże szereg całkowicie nowych, nie publikowanych wcześniej przykładów obliczeniowych.

2. RÓWNANIA CAŁKOWE OPISUJĄCE OBIEKTY DIELEKTRYCZNE W OŚRODKACH WARSTWOWYCH

Rozważmy sytuację przedstawioną na rysunku 1. Bryła dielektryczna o zależnej od współrzędnych przestrzennych przenikalności dielektrycznej ϵ i przewodności σ umieszczona jest w ośrodku zbudowanym z poziomo ułożonych warstw dielektrycznych. Warstwy dolna i/lub górna mogą być zastąpione metalowymi płaszczyznami.

Założmy ponadto, że bryła ma przenikalność magnetyczną μ taką samą jak przenikalność warstwy, w której jest zanurzona. Pozwala to opisać problem w kategoriach zastępczego prądu elektrycznego [13-19], o gęstości:



Rys. 1. Niejednorodna bryła dielektryczna w środowisku warstwowym

$$\mathbf{J}(\mathbf{r}) = j\omega[\hat{\epsilon}(\mathbf{r}) - \epsilon_n]\mathbf{E}(\mathbf{r}), \quad (1)$$

gdzie:

$$\hat{\epsilon}(\mathbf{r}) = \epsilon(\mathbf{r}) - j\sigma(\mathbf{r})/\omega, \quad (2)$$

a ϵ_n oznacza przenikalność warstwy n , w której bryła jest umieszczona.

Prąd elektryczny określony zależnością (1) wytwarza w całej przestrzeni pole „wtórne”, które wraz z polem „pobudzającym” spełnia równanie:

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = \mathbf{E}^i(\mathbf{r}) + \mathbf{E}^s(\mathbf{r}). \quad (3)$$

Pole wtórne można obliczyć na podstawie rozkładu prądów zastępczych wykorzystując tzw. równanie dwupotencjałowe, które dla przypadku ośrodków warstwowych zostało podane przez Michalskiego i Mosiga [20]:

$$\mathbf{E}^s(\mathbf{r}) = -\int_V \bar{\bar{\mathbf{K}}}^A(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') dV' - \nabla \int_V K^\phi(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') dV', \quad (4)$$

gdzie $\bar{\bar{\mathbf{K}}}^A$ oznacza uzupełnione diadowe jądro równania dla potencjału wektorowego, a K^ϕ jest jądrem dla potencjału skalarnego. K^ϕ i poszczególne składowe $\bar{\bar{\mathbf{K}}}^A$ można uzyskać z odpowiednich spektralnych funkcji Greena dla równoważnych linii transmisyjnych przy użyciu transformaty Hankela [16-18].

Zauważmy, że równanie (4) zawiera kłopotliwe, z punktu widzenia efektywności obliczeń numerycznych, całki objętościowe. Jednakże poczynione w tytule pracy założenie, że analizowana bryła charakteryzuje się symetrią obrotową, pozwala na zredukowanie złożoności numerycznej zagadnienia. Jeśli bowiem zapiszemy równania w biegunowym układzie współrzędnych, to wspomniane założenie równoważne jest przyjęciu, że wszystkie stałe materiałowe są stałe względem azymutalnej współrzędnej ϕ . Wielkości polowe charakteryzujące strukturę są periodyczne względem ϕ , co oznacza, że możliwe jest zastosowanie do wszystkich wielkości rozwinięcia w szereg Fouriera. Jądra równania (4) zależą zarówno od punktu źródłowego (z „primem”) jak i punktu obserwacji i można je rozłożyć w wykładniczy szereg Fouriera względem zmiennej $(\phi - \phi')$ [21]. Co więcej, okazuje się, że jeśli podobnej transformacji poddać pole pobudzające, równania dla poszczególnych współczynników rozkładu Fouriera ulegają rozdzieleniu, dzięki czemu można je rozwiązywać sekwencyjnie. Metodę taką (dla swobodnej przestrzeni) stosowali np. Mautz i Harrington w odniesieniu do obiektów metalowych [21] i dielektrycznych jednorodnych [22], Glisson i wsp. [23], a w Polsce Więckowski w odniesieniu do okrągłych anten ramowych [24]. Analizę brył metalowych o symetrii obrotowej w obecności ziemi nieidealnej przeprowadzili Abdelmageed i Michalski [25]. W niniejszej pracy będziemy stosować notację wprowadzoną w [25]. Należy podkreślić, że równanie dwupotencjałowe (4) może być sformułowane w różny sposób — zostało to opisane np. w pracy [26]. W kolejnych podrozdziałach wykorzystane zostanie sformułowanie oznaczone we wspomnianej pozycji jako C.

2.1

Rozpatrz
obliczyć met

gdzie:

Podobnie ja

Kąt ξ jest v
rzędnych zv

W pow
wie j , a p
propagacji

2.1. JĄDRA RÓWNAŃ W KARTEZJAŃSKIM UKŁADZIE WSPÓŁRZĘDNYCH

Rozpatrzmy jądro $\bar{\bar{\mathbf{K}}}^A$ równania (3). Jądro to jest diadą, której elementy można obliczyć metodą wskazaną w [20]. W kartezjańskim układzie współrzędnych mamy:

$$\bar{\bar{\mathbf{K}}}^A = \begin{bmatrix} K_{xx}^A & 0 & K_{xz}^A \\ 0 & K_{yy}^A & K_{yz}^A \\ K_{zx}^A & K_{zy}^A & K_{zz}^A \end{bmatrix}, \quad (5)$$

gdzie:

$$K_{xx}^A = S_0 \{V_i^h\} = K_{yy}^A, \quad (6)$$

$$K_{zz}^A = \frac{\mu_0 \mu_n}{\varepsilon_0 \varepsilon_j} S_0 \left\{ I_v^e + \frac{k_j^2}{k_p^2} \left(I_v^h - \frac{k_z^2}{k_n^2} I_v^e \right) \right\}, \quad (7)$$

$$K_{zx}^A = -j\omega \mu_0 \mu_j \cos \xi S_1 \left\{ \frac{I_i^h - I_i^e}{k_p^2} \right\}, \quad (8)$$

$$K_{zy}^A = -j\omega \mu_0 \mu_j \sin \xi S_1 \left\{ \frac{I_i^h - I_i^e}{k_p^2} \right\}, \quad (9)$$

$$K_{xz}^A = -j\omega \mu_0 \mu_n \cos \xi S_1 \left\{ \frac{V_v^h - V_v^e}{k_p^2} \right\}, \quad (10)$$

$$K_{yz}^A = -j\omega \mu_0 \mu_n \sin \xi S_1 \left\{ \frac{V_v^h - V_v^e}{k_p^2} \right\}. \quad (11)$$

Podobnie jądro dla potencjału skalarnego wyraża się wzorem:

$$K^\Phi = -S_0 \left\{ \frac{V_i^h - V_i^e}{k_p^2} \right\}. \quad (12)$$

Kąt ξ jest współrzędną azymutalną punktu obserwacji w biegunowym układzie współrzędnych związanym z punktem źródłowym:

$$\xi = \arctan \frac{y - y'}{x - x'}. \quad (13)$$

W powyższych równaniach zakładamy, że punkt obserwacji znajduje się w warstwie j , a punkt źródłowy (oznaczony znakiem $'$) w warstwie n . k_n oznacza stałą propagacji w warstwie n , $k_{zn} = \sqrt{k_n^2 - k_p^2}$. Funkcje V_i^p , V_v^p , I_i^p i I_v^p , gdzie $p = e$ lub h , są

funkcjami Greena linii transmisyjnych odpowiadających danemu środowisku warstwowemu. Operator S_k gdzie $k = 0$ lub 1 reprezentuje tzw. całkę Sommerfelda:

$$S_k\{\bullet\} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty dk_\rho J_k(k_\rho \zeta) k_\rho^{k+1} \{\bullet\}, \quad (14)$$

gdzie:

$$\zeta = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2}, \quad (15)$$

J_k oznacza funkcję Bessela pierwszego rodzaju rzędu k wzór (14) znany jest też w literaturze pod nazwą transformaty Hankela.

Czytelnikowi zainteresowanemu głębiej metodami uzyskania wzorów (5 — 12) jak również ideą wprowadzania zastępczych linii transmisyjnych dla ośrodków warstwowych należy polecić np. pozycje [20] i [26].

2.2. RÓWNANIA W BIEGUNOWYM UKŁADZIE WSPÓŁRZĘDNYCH

Dla brył o symetrii obrotowej wygodnie jest posługiwać się biegunowym układem współrzędnych o osi pokrywającej się z osią symetrii bryły. W dalszych rozważaniach będziemy zakładać, że oś ta jest prostopadła do płaszczyzn rozdzielających poszczególne warstwy w środowisku warstwowym. Należy zaznaczyć, że przyjęty tu globalny układ współrzędnych biegunowych nie pokrywa się z lokalnym układem wspomnianym w punkcie poprzednim, gdzie środek układu związany był z punktem źródłowym występującym w całkach (4).

Jądro (5) w biegunowym układzie współrzędnych (ϱ, z, ϕ) przybiera postać:

$$\bar{\bar{\mathbf{K}}}^A = \begin{bmatrix} K_{xx}^A \cos(\phi - \phi') & A \cos(\phi - \xi) & K_{xx}^A \sin(\phi - \phi') \\ B \cos(\phi' - \xi) & K_{zz}^A & B \sin(\xi - \phi') \\ -K_{xx}^A \sin(\phi - \phi') & A \sin(\xi - \phi) & K_{xx}^A \cos(\phi - \phi') \end{bmatrix}, \quad (16)$$

gdzie:

$$A = -j\omega\mu_0\mu_n S_1 \left\{ \frac{V_i^h - V_v^e}{k_\rho^2} \right\}, \quad (17)$$

$$B = -j\omega\mu_0\mu_j S_1 \left\{ \frac{I_i^h - I_v^e}{k_\rho^2} \right\}. \quad (18)$$

Jak już wspomniano, wszystkie składowe $\bar{\bar{\mathbf{K}}}^A$ oraz K^Φ można rozłożyć w szereg Fouriera ze względu na $(\phi - \phi')$. Uzyskujemy w ten sposób wzory na jądra (12) i (16) dla rodzaju m , które następnie wykorzystuje się w „modalnych” (ang. mode — rodzaj) odpowiednikach równań (1)–(4) [17,19]:

owisku warst-
elda:

(14)

$$K^{\phi m} = \Im_{m0} \left\{ \frac{V_i^h - V_i^e}{k_\rho^2} \right\}, \quad (19)$$

(15)

$$\bar{\bar{K}}^{Am} = \begin{bmatrix} \frac{L_{tt}^{m-1} + L_{tt}^{m+1}}{2} & -\frac{L_{tz}^m + L_{tz}^{-m}}{2} & \frac{L_{tt}^{m-1} - L_{tt}^{m+1}}{2j} \\ -\frac{L_{zt}^{m-1} + L_{zt}^{-(m+1)}}{2} & L_{zz}^m & -\frac{L_{zt}^{m-1} - L_{tt}^{-(m+1)}}{2j} \\ \frac{L_{tt}^{m+1} - L_{tt}^{m-1}}{2j} & -\frac{L_{tz}^m - L_{tz}^{-m}}{2j} & \frac{L_{tt}^{m-1} + L_{tt}^{m+1}}{2} \end{bmatrix}, \quad (20)$$

nany jest też
(5 — 12) jak
odków warst-

gdzie:

$$L_{tt}^m = \Im_{m0} \{V_i^h\}, \quad (21)$$

$$L_{zz}^m = \frac{\mu_0 \mu_n}{\varepsilon_0 \varepsilon_j} \Im_{m0} \left\{ I_v^e + \frac{k_j^2}{k_\rho^2} \left(I_v^h - \frac{k_z^2}{k_n^2} I_v^e \right) \right\}, \quad (22)$$

wym układem
rozważaniach
ch poszczegół-
y tu globalny
wspomnianym
m źródłowym

$$L_{tz}^m = j\omega\mu_0\mu_n\Im_{m1} \left\{ \frac{V_v^h - V_v^e}{k_\rho^2} \right\}, \quad (23)$$

$$L_{zt}^m = j\omega\mu_0\mu_n\Im_{m1} \left\{ \frac{I_i^h - I_i^e}{k_\rho^2} \right\}. \quad (24)$$

postać:

W powyższych zależnościach wprowadzono notację:

(16)

$$\Im_{mv} \{\bullet\} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty dk_\rho k_\rho^{v+1} J_{m+v}(k_\rho \rho) J(k_\rho \rho') \{\bullet\}, \quad v = 0, 1. \quad (25)$$

Wzór (25) można określić jako „modalną” całkę Sommerfelda. Przy wyprowadzaniu zależności (19) i (20) posłużono się twierdzeniem [27, s. 373].

(17)

Wzór (20) przedstawia ciekawe własności dla przypadku, gdy $m = 0$. Niektóre z pól diady są wtedy tożsamościowo równe zeru, co, w połączeniu z własnościami modalnego gradientu i dywergencji w równaniu (4) powoduje rozdzielenie równań dla składowej azymutalnej pola (E_ϕ) oraz składowej prostopadłej ($E_T = E_{(\rho,z)}$). Oznacza to, że dla pól o symetrii obrotowej możliwe jest wyodrębnienie rozwiązań typu TE i TM. Dla $m \neq 0$ przedstawione równania nie mają takich własności, co powoduje, że rozwiązania klasyfikowane są jako HEM (hybrydowe) [3].

(18)

żyć w szeregi
dra (12) i (16)
ode — rodzaj)

3. METODOLOGIA ROZWIĄZYWANIA RÓWNAŃ

Równanie (3) jest w istocie zależnością, w której wielkością nieznaną jest rozkład prądu zastępczego (1) lub, alternatywnie, rozkład pola elektrycznego wewnątrz obiektu

dielektrycznego. Jak zauważono w [13], wygodnie jest posługiwać się jako niewiadomą indukcją elektryczną:

$$\mathbf{D} = \hat{\epsilon} \mathbf{E}. \quad (26)$$

Wszystkie występujące powyżej wielkości polowe, tj. pole elektryczne, prąd zastępczy, potencjały wektorowy i skalarny można przedstawić jako funkcje nieznanego rozkładu przestrzennego indukcji elektrycznej wewnątrz bryły. Rozwiązanie równania (3) sprowadza się zatem do numerycznego znalezienia rozkładu $\mathbf{D}$ (a raczej jego aproksymacji) dla zadanego pobudzenia (pola „padającego”).

W niniejszej pracy zastosowano do tego celu metodę momentów z odpowiednio zdefiniowanymi funkcjami bazowymi i wagowymi [14–18].

Zauważmy, że w poprzednim punkcie podano wzory na jądra równań całkowych dla poszczególnych składowych wykładniczego szeregu Fouriera, wykorzystując założenie o obrotowej symetrii obiektu. Aby możliwe było skorzystanie z tego sformułowania, również funkcje bazowe i wagowe muszą opisywać pole związane z poszczególnymi rodzajami azymutalnymi. Jest to równoważne zastosowaniu następującej aproksymacji przestrzennego rozkładu indukcji:

$$\mathbf{D}(\rho, z, \phi) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^N D_{mi} \mathbf{f}_{mi}(\rho, z) e^{jm\phi}, \quad (27)$$

gdzie funkcje $\mathbf{f}$ są funkcjami bazowymi (liniowo niezależnymi), a D_{mi} są to poszukiwane współczynniki liczbowe. Można dowieść (por. np. [21], [23]), że w przypadku zastosowania tzw. schematu Galerkin, gdy funkcje wagowe są równe sprzężonym funkcjom bazowym, w wyniku algebraizacji otrzymujemy układ rozdzielonych równań macierzowych o postaci:

$$\mathbf{S}_m \cdot \mathbf{D}_m = \mathbf{E}_m, \quad (28)$$

gdzie $\mathbf{S}_m$ oznacza macierz charakteryzującą strukturę, $\mathbf{D}_m$ jest wektorem poszukiwanych współczynników rozwinięcia (27) dla rodzaju m , a $\mathbf{E}_m$ oznacza obliczone na podstawie pola padającego współczynniki pobudzenia.

Układ (28) rozwiązuje się typowymi metodami algebry liniowej.

Czytelnik może zwrócić uwagę, że przyjęcie aproksymacji (27) oznacza konieczność rozwiązania nieskończonej liczby układów (28). W praktyce wystarczające jest ograniczenie rozwiązania do kilku pierwszych rodzajów. Zagadnienie to zostało szczegółowo omówione w pracy [21].

Warto też zwrócić uwagę, że równanie (28) może być wykorzystane do znalezienia (i scharakteryzowania) tzw. rezonansów własnych struktury [15–18]. Rezonanse własne definiuje się jako sytuacje, gdy w układzie mogą istnieć niezerowe rozwiązania przy braku pobudzenia. Z sytuacją taką mamy do czynienia gdy:

$$\det(\mathbf{S}_m) = 0. \quad (29)$$

W ogólności pierwiastków równania (29) należy poszukiwać na płaszczyźnie zespolonej [4], tzn. że w równaniach każdy czynnik $(j\omega)$ należy zastąpić zmienną zespoloną s .

Pierwiastki równania (29) mają zatem postać:

$$s_{m,v} = \sigma_{m,v} + j\omega_{m,v}, \quad (30)$$

gdzie $\omega_{m,v}$ jest częstotliwością rezonansową rodzaju (m,v) , a $\sigma_{m,v}$ jest odwrotnie proporcjonalne do dobroci układu Q :

$$Q_{m,v} = -\frac{\omega_{m,v}}{2\sigma_{m,v}}. \quad (31)$$

Przypomnijmy, że skończona dobroć bryły dielektrycznej traktowanej jako rezonator nie wynika wyłącznie ze strat cieplnych. Skończoną dobrocią charakteryzują się także dielektryki praktycznie idealne (bezstratne), a wynika ona z faktu wypromieniowywania energii na zewnątrz układu. Właśnie ta własność stała się podstawą zastosowania rezonatorów dielektrycznych jako anten.

Kluczowym punktem rozwiązania jest przyjęcie odpowiedniego zbioru funkcji bazowych $\mathbf{f}$. Wybór tych funkcji przesądza bowiem o efektywności całej procedury obliczeniowej. Na podstawie zapisu (27) można zauważyć, że funkcje $\mathbf{f}$ muszą być wektorowymi funkcjami dwóch zmiennych, co równoważne jest zdefiniowaniu trzech funkcji skalnych rozpiętych na płaszczyźnie. W pracy [13] zasugerowano, że przy konstrukcji funkcji bazowych dla aproksymacji rozkładu przestrzennego indukcji elektrycznej można skorzystać z prawa Gaussa, tj. zauważyć, że w analizowanym przypadku mamy:

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0. \quad (32)$$

Spróbujmy zatem „wbudować” warunek (32) do definicji funkcji bazowej. Dla rodzaju m warunek bezdywergencyjności funkcji $\mathbf{f}$ można zapisać w postaci:

$$\nabla_m \cdot \mathbf{f}_m = \frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho f_m^\rho)}{\partial \rho} + \frac{\partial f_m^z}{\partial z} + \frac{jm}{\rho} f_m^\phi = 0. \quad (33)$$

Łatwo można zauważyć [14], że dla $m \neq 0$ możemy obliczyć składową ϕ funkcji $\mathbf{f}_m$ biorąc:

$$f_m^\phi = -\frac{\rho}{jm} \left[\frac{1}{\rho} \frac{\partial(\rho f_m^\rho)}{\partial \rho} + \frac{\partial f_m^z}{\partial z} \right]. \quad (34)$$

Konstrukcja funkcji bazowej wymaga zatem jedynie zdefiniowania dwóch pozostałych składowych. Warunkiem koniecznym, aby procedura taka była możliwa jest warunek aby funkcje opisujące te składowe były różniczkowalne. Warunek taki speł-

niają np. znane w literaturze funkcje daszkowe (ang. roof-top functions) rozpięte na trójkątach [28], lub na prostokątach [29]. Szczegóły dotyczące konstrukcji bezdywergencyjnych funkcji bazowych podano w pracy [14].

Wykorzystanie wspomnianej własności pozwala na znaczne (rzędu 2/3) zredukowanie liczby niewiadomych współczynników w równaniach macierzowych (28) dla rodzajów niezerowych. Przypadek $m = 0$ należy potraktować oddzielnie. Zauważmy jednak, że i tutaj nie ma potrzeby jednorazowego rozwiązywania większego układu równań, gdyż, o czym wspomniano wcześniej, dla tego przypadku równania dla składowych prostopadłych i składowej azymutalnej pola rozdzielają się.

Osobnym problemem jest kwestia całkowań numerycznych koniecznych do obliczenia elementów macierzy S . Zauważmy, że w przypadku umieszczenia dielektryka w ośrodku warstwowym mamy do czynienia z dwoma klasami zagadnień.

Po pierwsze pewne trudności sprawiają całki objętościowe (wzór (4)), które w wyniku zastosowania przekształcenia Fouriera redukują się do obliczania całek powierzchniowych. Należy zauważyć, że obliczanie diagonalnych elementów macierzy (czyli oddziaływania funkcji bazowej na nią samą) wymaga całkowania przez osobliwość funkcji podcałkowej. Na szczęście w przypadku równania dwupotencjałowego (które *nota bene* właśnie z tego powodu zostało wybrane do analizy) osobliwości te są tylko rzędu $1/R$. Stwarza to możliwość wyodrębnienia członów osobliwych i wykonanie całkowań w sposób analityczny w bezpośrednim sąsiedztwie osobliwości. Sytuacja taka zachodzi zarówno dla równań w swobodnej przestrzeni, jak i w ośrodku warstwowym.

Po drugie (dotyczy to już wyłącznie ośrodków warstwowych) konieczne jest obliczanie numeryczne całek Sommerfelda (wzory (14) i (25)). Zagadnienie to doczekało się już bardzo obszernej literatury. Zainteresowanemu czytelnikowi polecić można znakomity przeglądowy artykuł prof. K. Michalskiego z Texas A&M University [30]. W ramach niniejszej pracy wykorzystano semi-analityczną metodę obliczania całek Sommerfelda z wykorzystaniem tzw. dyskretnych obrazów zespolonych (ang. DCIM — Discrete Complex Images Method) [31].

4. PRZYKŁADOWE OBLICZENIA

W celu zilustrowania przedstawionej powyżej teorii przeprowadzono obliczenia dla wybranych obiektów dielektrycznych. Wyniki obliczeń zostały porównane z wynikami uzyskiwanymi przez innych autorów, a także z wynikami uzyskanymi za pomocą gotowego pakietu programowego CONCEPT II, wykorzystującego zasadę modelowania (jednorodnych) dielektryków za pomocą tzw. zastępczych prądów powierzchniowych [29].

Przykłady obejmują:

- 1) zagadnienie rozpraszania płaskiej fali elektromagnetycznej przez jednorodny cylinder dielektryczny;
- 2) sposób określania częstotliwości rezonansowych rezonatora dielektrycznego;

- 3) charak...
- HEM...
- 4) wyzna...
- czonej

Jako pierw...

romagnetyczne

nywaną wybr...

kierunku padan...

Pole elektr...

i z tego powo...

nych, natomias...

numerycznymi

Poza tym powo...

ry, takie jak n...

niedokładności

słowy — dob...

podobnej dokł...

Przykładow...

ciągłą odpowia...

na uniwersytec...

rzehniowych r...

liczby jednorod...

Na wykresie...

padania i różn...

nym przypadku...

kładowo dla f...

symetrii bryły

$m = \pm 1$. W prz...

rodzaj zerowy

elektrycznego

składowych „p...

dla przypadku

składowej azym...

Jest spraw...

poprawne mod...

„modalny” cha...

poszczególne r...

powiednie wzo...

miejsca wzory

- 3) charakterystykę promieniowania anteny dielektrycznej pracującej z rodzajem HEM_{11} , umieszczonej nad przewodzącą płaszczyzną;
- 4) wyznaczanie częstotliwości pracy niejednorodnej anteny dielektrycznej umieszczonej nad uziemioną warstwą dielektryczną.

4.1. CYLINDER JEDNORODNY W SWOBODNEJ PRZESTRZENI

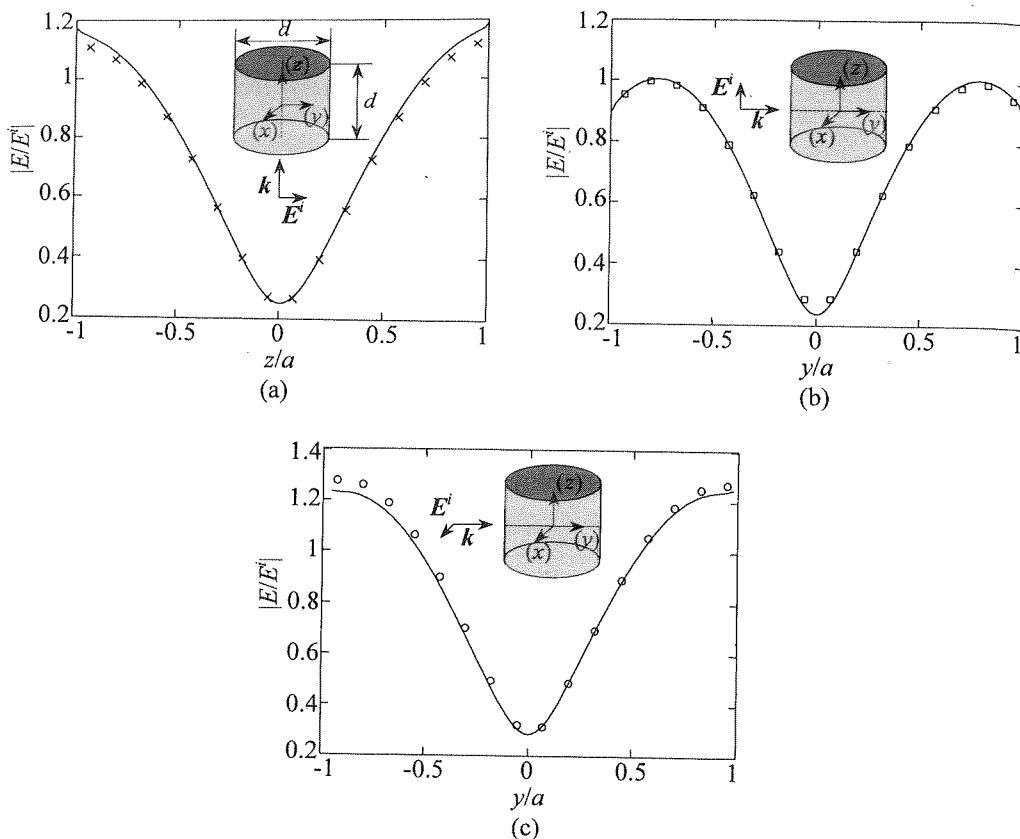
Jako pierwszy przykład przedstawimy zagadnienie rozpraszania płaskiej fali elektromagnetycznej przez jednorodny cylinder dielektryczny — jako wielkość porównywaną wybrano rozkład pola elektrycznego wzdłuż osi cylindra równoległej do kierunku padania fali.

Pole elektryczne wewnątrz struktury jest oczywiście parametrem trudno mierzalnym i z tego powodu w zasadzie nie nadaje się do weryfikacji pomiarowej metod numerycznych, natomiast jest to wielkość stosunkowo łatwa do obliczenia — zarówno metodami numerycznymi, jak i (tam gdzie takie rozwiązania istnieją) — metodami analitycznymi. Poza tym powszechnie znany jest fakt, że inne — łatwiejsze do zmierzenia — parametry, takie jak np. przekroje radarowe są stosunkowo mało wrażliwe na znaczne nawet niedokładności wyznaczenia pola elektromagnetycznego wewnątrz obiektu [13]. Innymi słowy — dobra zgodność wyników dla przekrojów radarowych nie musi oznaczać podobnej dokładności w szacowaniu pola wewnętrznego.

Przykładowe wyniki obliczeń pokazano na rysunku 2. Wykresy sporządzone linią ciągłą odpowiadają wynikom obliczeń przy użyciu pakietu CONCEPT II stworzonego na uniwersytecie w Hamburgu. Program ten wykorzystuje zasadę rozwiązywania powierzchniowych równań całkowych — nadaje się zatem do brył złożonych z niewielkiej liczby jednorodnych obszarów.

Na wykresach przedstawiono trzy rozwiązania odpowiadające różnym kierunkom padania i różnym polaryzacjom fali padającej. Warto zwrócić uwagę, że przedstawionym przypadkom odpowiadają różne dekompozycje „modalne” pola padającego. Przykładowo dla fali padającej wzdłuż osi z (przyjmujemy, że jest to jednocześnie oś symetrii bryły obrotowej) wystarczy rozwiązać tylko jeden układ typu (27) dla rodzaju $m = \pm 1$. W przypadku fali padającej „z boku” należy uwzględnić inne rodzaje, w tym rodzaj zerowy — w przypadku fali spolaryzowanej pionowo, tj. takiej gdzie wektor pola elektrycznego jest równoległy do osi z konieczne jest rozwiązywanie równania dla składowych „prostopadłych” pola (odpowiada to rodzajom klasyfikowanym jako TM), dla przypadku polaryzacji poziomej rozwiązywane jest (między innymi) równanie dla składowej azymutalnej pola elektrycznego (mody TE).

Jest sprawą oczywistą, że do uzyskania powyższych wyników konieczne było poprawne modelowanie pobudzenia — w tym przypadku fali płaskiej. Ze względu na „modalny” charakter równania (27) konieczna była zatem dekompozycja fali płaskiej na poszczególne rodzaje azymutalne. Zagadnienie to ma rozwiązanie analityczne i odpowiednie wzory można znaleźć np. w pracach [21] i [32]. Ze względu na oszczędność miejsca wzory te nie będą tu przytaczane.

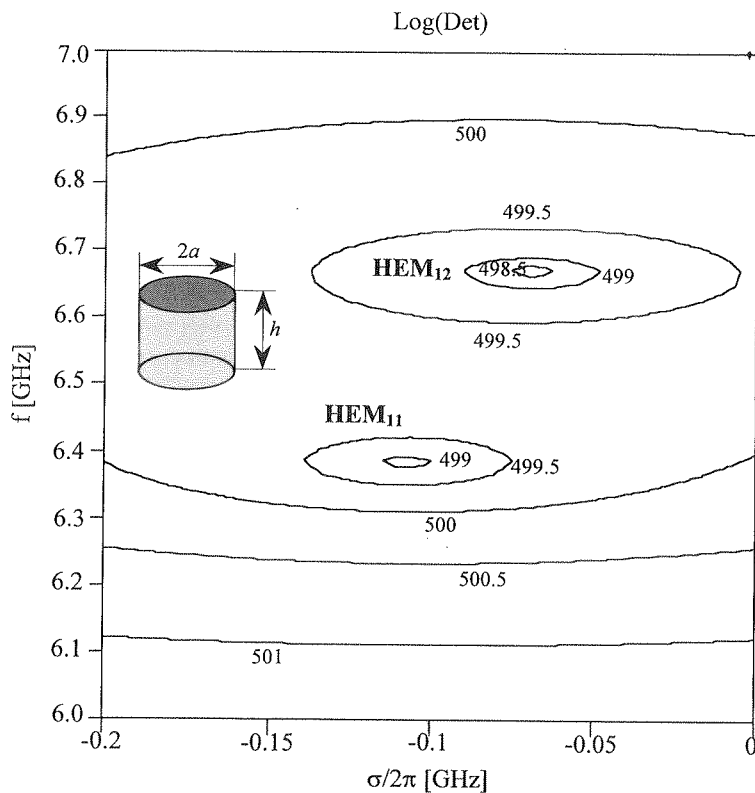
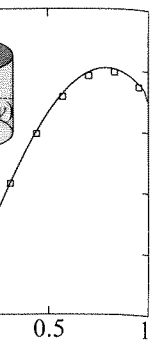


Rys. 2. Pole elektryczne wewnątrz jednorodnego cylindra umieszczonego w swobodnej przestrzeni. Względna przenikalność dielektryczna cylindra: 36, $k_0 d = 0.8377$, $a = d/2$. Symbole oznaczają rozwiązanie metodą autora, linią ciągłą oznaczono wyniki uzyskane przy użyciu pakietu CONCEPT II.

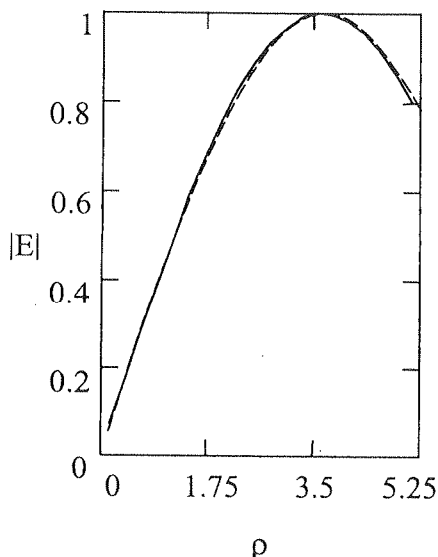
4.2. REZONANSE WŁASNE REZONATORA DIELEKTRYCZNEGO UMIESZCZONEGO W SWOBODNEJ PRZESTRZENI

Spróbujmy teraz określić tzw. rezonanse własne rezonatora dielektrycznego omawianego w punkcie poprzednim. Punktem wyjścia jest tu równanie (29). W praktyce, ponieważ mamy do czynienia z rozwiązaniami przybliżonymi, warunek (29) może nie być spełniony dokładnie, tj. może się okazać, że nie da się (numerycznie) znaleźć na płaszczyźnie zespolonej takich częstotliwości, przy których wyznacznik macierzy impedancyjnej struktury jest równy zero. Zwykle poszukujemy wtedy minimów funkcji $\det(S_m)$. Należy tu zwrócić uwagę, że w opisywanej metodzie jest możliwe niezależne poszukiwanie rezonansów dla poszczególnych rodzajów pola, co wynika z faktu, że każdy rodzaj pola (opisany indeksem m) charakteryzowany jest za pomocą innej macierzy impedancyjnej S_m . Przykładowy wykres wartości wyznacznika macierzy im-

Rys. 4. Pole elektryczne wewnątrz cylindra; symetria; po



Rys. 3. Wyznacznik macierzy impedancyjnej dla $m = 1$ w płaszczyźnie zespolonej częstotliwości dla rezonatora cylindrycznego o parametrach $\epsilon = 38$, $a = 5.25$ mm, $h = 4.6$ mm



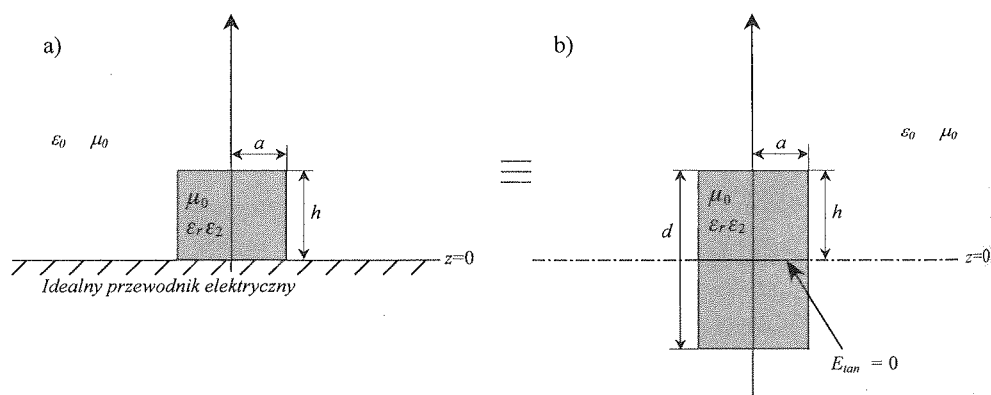
Rys. 4. Pole elektryczne wewnątrz odosobnionego rezonatora dielektrycznego w funkcji odległości od osi symetrii; pole TE_{01} . Linia ciągła — metoda autora; linia przerywana — Kajfez i wsp. [33]. Parametry rezonatora jak na rys. 3.

pedancyjnej dla $m = 1$ pokazano na rysunku 3. W analizowanym obszarze znaleziono dwa minima, które zostały zidentyfikowane jako odpowiadające rodzajom HEM_{11} i HEM_{12} . Gdy zespolona częstotliwość rezonansowa danego rodzaju pola znana jest z dostateczną dokładnością równanie (28) może posłużyć do określenia (z dokładnością do stałej) rozkładu pola elektrycznego we wnętrzu rezonatora. Przykładowy wykres dla rodzaju TE_{01} wraz z porównaniem z wynikami zamieszczonymi w pracy [33] pokazano na rysunku 4. Czytelnik zainteresowany głębiej zagadnieniami określania zespolonych częstotliwości rezonansowych odosobnionych anten dielektrycznych może sięgnąć do pracy [15], w której autor zamieścił m.in. porównania wartości obliczonych częstotliwości rezonansowych odpowiadających im parametrów Q z wynikami znanymi z literatury.

4.3. ANTENA DIELEKTRYCZNA NAD PRZEWODZĄCĄ PŁASZCZYZNĄ

Kolejny przykład dotyczy cylindrycznego rezonatora dielektrycznego umieszczonego nad przewodzącą idealną płaszczyzną [19]. Zauważmy, że zagadnienie takie można potraktować dwójako: po pierwsze uwzględniając obecność płaszczyzny w jądrach równań poprzez odpowiednie funkcje Greena (przypadek ten jest „zawarty” we wzorach zaprezentowanych w części 2. artykułu), lub, po drugie — uzupełniając model o „zwierciadlane odbicie” rezonatora w płaszczyźnie metalowej i analizując taki „podwójny” rezonator w swobodnej przestrzeni (por. rysunek 5). Ten drugi przypadek wymaga jednocześnie dodatkowego „wymuszenia” warunku zerowania się składowych poziomych pola elektrycznego w płaszczyźnie symetrii.

W ramach prac nad niniejszym artykułem porównano wyniki uzyskiwane przy zastosowaniu obydwóch omówionych podejść uzyskując znakomitą zgodność. Czytelnik zwróci zapewne uwagę, że w przypadku zastosowania drugiej metody konieczna jest dyskretyzacja podwójonej, w stosunku do zagadnienia oryginalnego, objętości bryły, co prowadzi do w przybliżeniu czterokrotnego zwiększenia się ilości elementów w macierzy impedancyjnej struktury. Zaletą jest za to uproszczenie opisujących sytuację formuł.



Rys. 5. Rezonator dielektryczny nad przewodzącą płaszczyzną (a) oraz układ zastępczy w swobodnej przestrzeni (b)

Rys. 7.

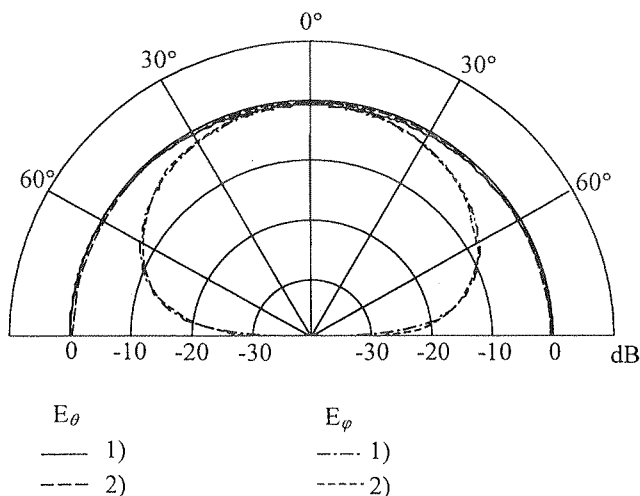
Na rysunku 7 przedstawiono diagramy pola elektrycznego dla rezonatora dielektrycznego nad idealną przewodzącą płaszczyzną. Zgodność wyników obliczeń z wynikami doświadczalnymi jest bardzo dobra. Aby uzyskać dokładniejsze wyniki, należy uwzględnić dodatkowe efekty, takie jak straty dielektryczne. Dodatkowe obliczenia pokazano obok.

ze znaleziono
zajom HEM_{11}
ola znana jest
dokładnością
wy wykres dla
] pokazano na
zespolonych
że sięgnąć do
h częstotliwo-
ni z literatury.

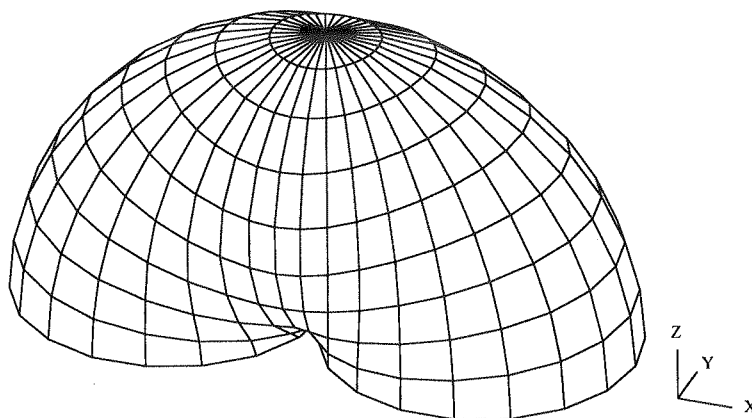
NA

umieszczone-
e takie można
ny w jądrach
rty” we wzo-
niając model
analizując taki
ugi przypadek
ię składowych

yskiwane przy
ość. Czytelnik
konieczna jest
tości bryły, co
atów w macie-
tuację formuł.



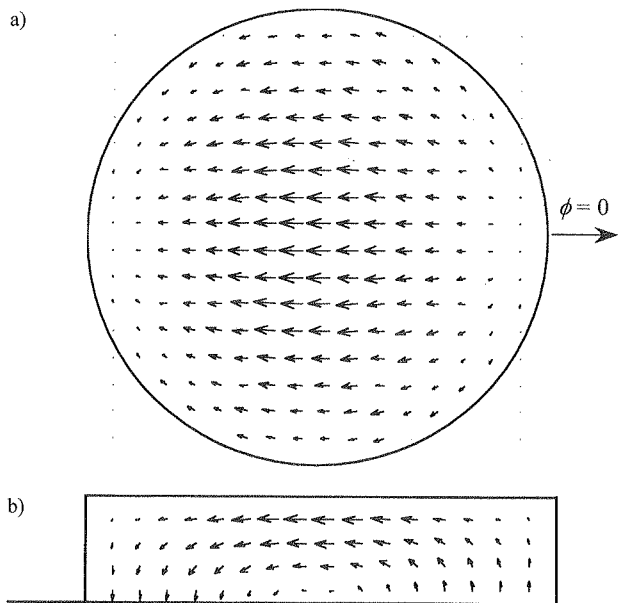
Rys. 6. Charakterystyki promieniowania anteny dielektrycznej.
 $a = 0.5$ cm, $h = 0.3$ cm, $\epsilon_r = 8.9$. (1) metoda autora, (2) Long i wsp. [1].
Częstotliwość rezonansowa rodzaju HEM_{11} — 10.3 GHz.



Rys. 7. Charakterystyka promieniowania anteny dielektrycznej pracującej z rodzajem HEM_{11}

Na rysunku 6. pokazano obliczone charakterystyki promieniowania jednorodnej anteny dielektrycznej zaproponowanej w artykule [1], pracującej z rodzajem HEM_{11} . Jak widać zgodność wyników obecnej analizy z wynikami podanymi w [1] (uproszczony model wnęki rezonansowej o ściankach będących idealnymi przewodnikami magnetycznymi) jest bardzo dobra. Aby ułatwić czytelnikowi wyobrażenie sobie jaki jest kształt charakterystyki promieniowania anteny, na rysunku 7. podano jej poglądowy, pseudoprzestrzenny wykres.

Dodatkowo, w celu zilustrowania zasady działania takiej anteny, na rysunku 8. pokazano obliczone rozkłady pola elektrycznego rodzaju HEM_{11} wewnątrz przykładowego rezonatora umieszczonego nad metalową płaszczyzną [19].



Rys. 8. Pole elektryczne rezonatora dielektrycznego o parametrach:

$a = 5.25$ mm, $h = 2.3$ mm, $\epsilon_r = 38$. Rodzaj HEM_{11} .

- (a) Pole E w płaszczyźnie równoległej do płyty przewodzącej, na wysokości 2.15 mm
(b) Pole E w przekroju $\phi = 0$.

4.4. NIEJEDNORODNE REZONATORY W OŚRODKACH WARSTWOWYCH

W punkcie tym zilustrowano zastosowanie opisanej metody obliczeniowej dla rezonatorów umieszczonych w typowych ośrodkach warstwowych, tj. na podłożu dielektrycznym, które z kolei znajduje się na przewodzącym ekranie — czyli w zastosowaniu typowym dla anten mikropaskowych.

Rozważano antenę dielektryczną zbudowaną z dwóch rodzajów dielektryka umieszczonych jeden w drugim (rysunek 9). Podobną antenę zaproponowano w pracy [7]. Zastosowanie powłoki o mniejszej od właściwego rezonatora stałej dielektrycznej pozwala na poszerzenie pasma pracy układu. Oczywiście w celu dokonania obliczeń ogólne równanie (3) należy uszczegółowić dla konkretnej konfiguracji warstw pokazanej na rys. 9. Należy zatem wyprowadzić odpowiednie wzory opisujące funkcje Greena linii transmisyjnych. Odpowiednie wzory ogólne podane zostały w pracy [20], a przykładowe wyprowadzenia autor zamieścił w swojej wcześniejszej pracy [17].

Należy tu wspomnieć, że program CONCEPT nie nadaje się do ścisłego modelowania ośrodków warstwowych — podłoże dielektryczne należy modelować jako jeszcze jedną bryłę dielektryka (rys. 10) — musi ono mieć zatem skończone, a z powodu ograniczeń ilości zmiennych, stosunkowo niewielkie rozmiary. Niemniej jednak program nadaje się do wykonania uproszczonego modelowania anteny, a uzyskane wyniki mogą zostać wykorzystane do wstępnych porównań.

ϵ_0

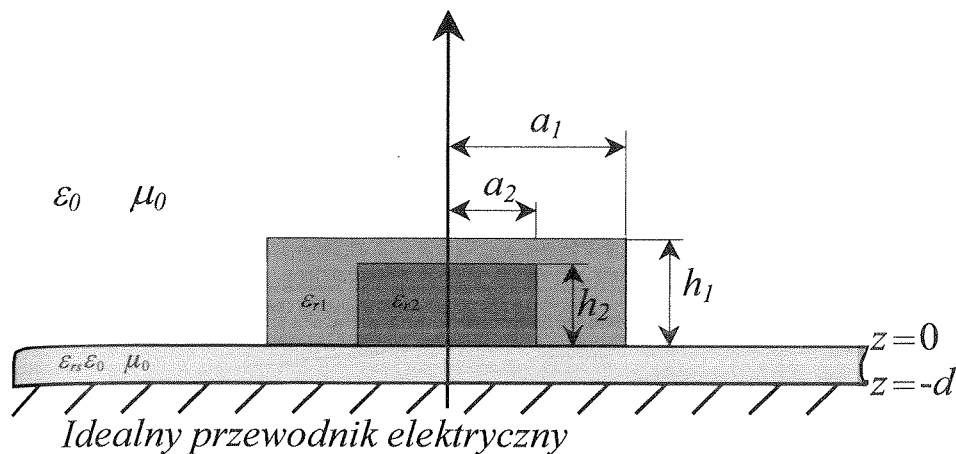
$\epsilon_{rs}\epsilon_0$
Ide

Rys. 9. Po

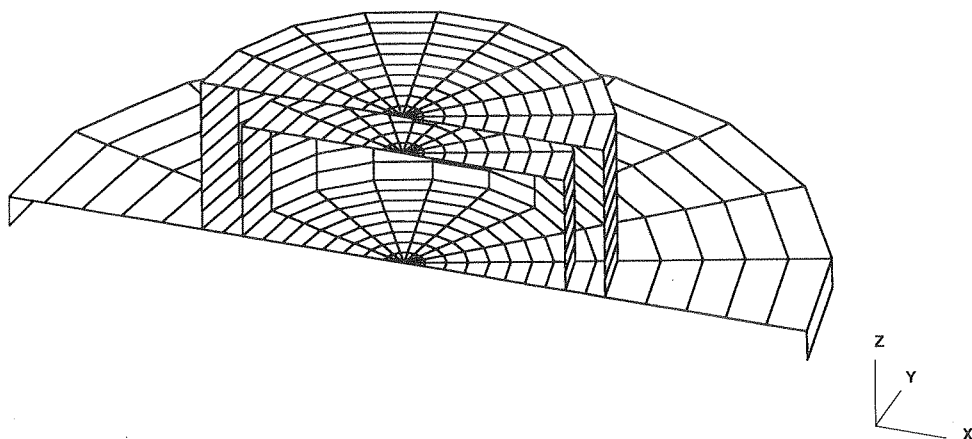
Rys. 10. Przykła
p

Obliczany
parametrów o
rysunek 11.

Osiągnię
uwagę stosun
Bardziej szcz
w całości ro
wowych.



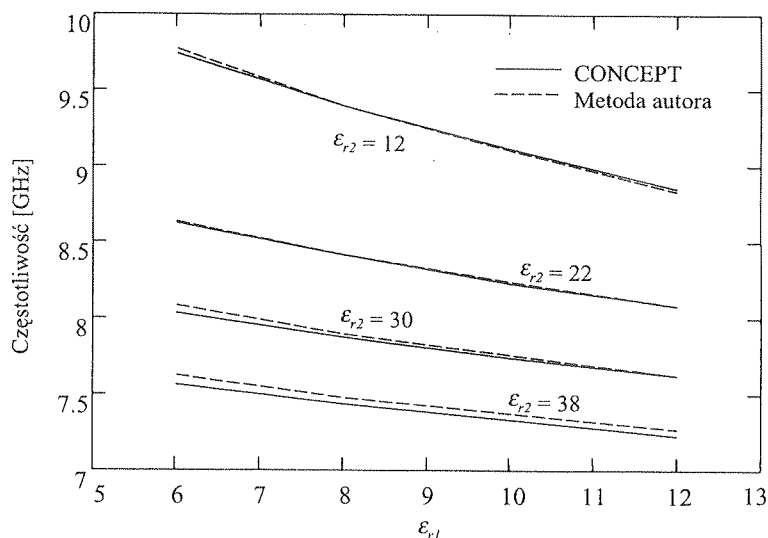
Rys. 9. Podwójna szerokopasmowa antena dielektryczna na uziemionym podłożu dielektrycznym,
 $a_1 = 5$ mm, $h_1 = 4$ mm, $a_2 = 4$ mm, $h_2 = 3$ mm, $d = 0.795$ mm, $\epsilon_r = 2.35$



Rys. 10. Przykład dyskretyzacji struktury anteny do celów obliczeń programem CONCEPT II — widoczna połowa struktury; na rysunku nie uwidoczniono metalowej płaszczyzny $z = 0$

Obliczanym parametrem była częstotliwość drgań rodzaju HEM_{11} w zależności od parametrów obu dielektryków użytych do budowy anteny. Otrzymane wyniki prezentuje rysunek 11.

Osiągnięta zbieżność jest oceniana przez autora jako bardzo dobra, biorąc pod uwagę stosunkowo zgrubny model możliwy do uzyskania w programie CONCEPT. Bardziej szczegółowe porównania może czytelnik znaleźć w pracy [17] poświęconej w całości rodzajom typu HEM w strukturach dielektrycznych w ośrodkach warstwowych.



Rys. 11. Zależność częstotliwości rezonansowej powlekanej anteny dielektrycznej od parametrów dielektrycznych części składowych

5. PODSUMOWANIE

W artykule zaprezentowano skuteczną metodę analizy niejednorodnych anten dielektrycznych o symetrii obrotowej. Podano ogólne objętościowe równanie całkowe, które następnie przekształcono do postaci „modalnej”. Analizowana antena dielektryczna może być umieszczona w swobodnej przestrzeni, nad idealną metalową płaszczyzną, lub w tzw. ośrodku warstwowym. Podane przykłady obliczeniowe potwierdzają poprawność zaproponowanego podejścia.

W toku dalszych badań planuje się rozszerzenie modeli komputerowych o zagadnienia dotyczące rygorystycznego modelowania pobudzenia anteny dielektrycznej. Metodologię pozwalającą na połączenie idei dekompozycji na poszczególne rodzaje azymutalne z jednoczesnym modelowaniem fragmentów struktury, które nie charakteryzują się symetrią obrotową podano m.in. w pracach [34] i [35].

Na zakończenie należy podkreślić, że zaproponowana metoda analizy może być z powodzeniem wykorzystana w innych zagadnieniach dotyczących wzajemnych oddziaływań pola elektromagnetycznego i obiektów dielektrycznych. Autor wykorzystał opisaną metodę m.in. do obliczenia rozpraszania fal elektromagnetycznych przez krople deszczu [36, 37], do oszacowania pola elektromagnetycznego wzbudzonego w głowie człowieka pod wpływem silnego pola padającego [38], oraz do określania parametrów rezonatorów dielektrycznych w mikrofalowych układach scalonych [16]. Inne możliwe zastosowania obejmują np. rozpraszanie fal elektromagnetycznych przez obiekty dielektryczne w obecności ziemi rzeczywistej (w tym obiekty znajdujące się pod powierzchnią ziemi), analizę obiektów dielektrycznych w antenowych układach pomiarowych, czy zagadnienia analizy tzw. soczewek dielektrycznych używanych w zaawansowanych układach antenowych.

1. S. A. Long, *Antennas* Pr...
2. J. Models, *we Wydawn...*
3. A. W. Glis, *integral equ...* 1023-1029.
4. A. A. Kish, *grounded di...*
5. S. M. Shu, *Electronics I...*
6. A. A. Kish, *25, No. 18, A...*
7. N. C. Che, *dielectric-co...* 8, No. 1, Jan...
8. M. Youse, *frequencies o...* Propagat., vo...
9. J. M. Guan, *resonators in...* 1997, pp. 439.
10. J. Krupka, *distributions...* method. 12th... 1998, pp.491.
11. A. N. Sivo, *Journal of Co...*
12. N. N. Voit, *nich koleban...*
13. D. H. Sch, *electromagne...* Propagat., vo...
14. A. A. Kuch, *Dielectric Bo...*
15. A. A. Kuch, *Trans. Microv...*
16. A. A. Kuc, *multilayered...* pp. 1-4.
17. A. A. Kuc, *multilayered...* 1999, pp. 87-...
18. A. A. Kuc, *multilayered...* pp. 65-69.
19. A. A. Kuch, *the Internatio...* 1999, pp. 285.

BIBLIOGRAFIA

1. S. A. Long, M. W. McAllister, L.C. Shen: *The resonant cylindrical cavity antenna*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-31, May 1983, pp. 406-412.
2. J. Modelski, A. Abramowicz: *Rezonatory dielektryczne i ich zastosowania*. Warszawa, Państwowe Wydawnictwo Naukowe, 1990.
3. A. W. Glisson, D. Kajfez, J. James: *Evaluation of modes in dielectric resonators using surface integral equation formulation*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, Dec. 1983, pp. 1023-1029.
4. A. A. Kishk, M. R. Zunoubi, D. Kajfez: *A numerical study of a dielectric disk antenna above grounded dielectric substrate*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-41, June 1993, pp. 813-821.
5. S. M. Shum, K. M. Luk: *Characteristics of dielectric ring resonator antenna with an air gap*. Electronics Letters, vol. 30, No. 4, 17th Feb. 1994, pp. 277-278.
6. A. A. Kishk, B. Ahn, D. Kajfez: *Broadband stacked dielectric resonator*. Electronics Letters, vol. 25, No. 18, August 1989, pp.1232-1233.
7. N. C. Cheng, H. C. Su, K. L. Wong, K. W. Leung: *Analysis of a broadband slot-coupled dielectric-coated hemispherical dielectric resonator antenna*. Microwave and Optical Techn. Letters, Vol. 8, No. 1, Jan. 1995, pp. 13-16.
8. M. Yousefi, S. K. Chaudhuri, S. Safavi-Naeini: *GIBC formulation for the resonant frequencies and field distributions of a substrate-mounted dielectric resonator*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-42, Jan. 1994, pp. 38-46.
9. J. M. Guan, C. C. Su: *Precise computations of resonant frequencies and quality factors for dielectric resonators in MICs with tuning elements*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-45, March 1997, pp. 439-442.
10. J. Krupka, K. Derzakowski, A. Abramowicz: *Computations of 3D electromagnetic field distributions in axially symmetric multilayered dielectric resonators by means of Galerkin-Rayleigh-Ritz method*. 12th International Conference on Microwaves and Radar, MIKON-98, Kraków (Poland), May 1998, pp.491-495.
11. A. N. Sivov, A. D. Chuprin: *Synthesis of a resonant antenna enclosed in a dielectric*. Soviet Journal of Communications Technology & Electronics (USA), vol.33, no.4, April 1988, pp.1-6.
12. N. N. Voitovich, B. Z. Katsenelenbaum, A. N. Sivov: *Obobshchennyj metod sobstvennykh kolebanij w teorii difrakcji*. Moskwa, Nauka, 1977.
13. D. H. Schaubert, D. R. Wilton, A. W. Glisson: *A tetrahedral modeling method for electromagnetic scattering by arbitrarily shaped inhomogeneous dielectric bodies*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-32, Jan. 1984, pp. 77-85.
14. A. A. Kucharski: *A Method of Moments Solution for Electromagnetic Scattering by Inhomogeneous Dielectric Bodies of Revolution*. Artykuł przyjęty do publikacji w IEEE Trans. Antennas Propagat.
15. A. A. Kucharski: *Resonances in Heterogeneous Dielectric Bodies with Rotational Symmetry*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-48, May 2000, pp. 766-770.
16. A. A. Kucharski: *Resonances in inhomogeneous dielectric bodies of revolution placed in the multilayered media – TE modes*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 21, No. 1, April 1999, pp. 1-4.
17. A. A. Kucharski: *Resonances in inhomogeneous dielectric bodies of revolution placed in the multilayered media – HEM modes*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 23, No. 2, October 1999, pp. 87-92.
18. A. A. Kucharski: *Resonances in inhomogeneous dielectric bodies of revolution placed in the multilayered media – TM modes*. Microwave and Optical Technology Letters, vol. 25, No. 1, April 2000, pp. 65-69.
19. A. A. Kucharski: *Modeling of cylindrical dielectric antennas in multilayered environment*. Proc. of the International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Torino, Italy, September 1999, pp. 285-288.

20. K. A. Michalski, J. R. Mosig: *Multilayered media Green's functions in integral equation formulations*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-45, March 1997, pp. 508-519.
21. J. R. Mautz, R. F. Harrington: *Radiation and scattering from bodies of revolution*. Appl. Sci. Res., vol. 20, June 1969, pp. 405-435.
22. J. R. Mautz, R. F. Harrington: *Electromagnetic scattering from a homogeneous material body of revolution*. Arch. Elec. Übertragung., Feb. 1979, vol. 33, pp. 71-80.
23. A. W. Glisson, D. R. Wilton: *Simple and efficient numerical methods for problems of electromagnetic radiation and scattering from surfaces*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-28, Sept. 1980, pp. 593-603.
24. T. W. Więckowski: *Loop antennas in the electromagnetic field metrology*. Prace Naukowe Instytutu Telekomunikacji i Akustyki Politechniki Wrocławskiej, Seria: Monografie, Wrocław, 1992.
25. A. K. Abdelmageed, K. A. Michalski: *Analysis of EM scattering by conducting bodies of revolution in layered media using the discrete complex image method*. Proc. of IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. 1995, vol. 1, pp. 402-405.
26. K. A. Michalski, D. Zheng: *Electromagnetic scattering and radiation by surfaces of arbitrary shape in layered media*. Parts I and II, IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-38, Mar. 1990, pp. 335-352.
27. J. A. Stratton: *Electromagnetic theory*. McGraw-Hill, 1941.
28. S. M. Rao, D. R. Wilton, A. W. Glisson: *Electromagnetic scattering by surfaces of arbitrary shape*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, May 1982, pp. 409-418.
29. H. Singer, H.-D. Brüns: *CONCEPT II, User's manual*. Technical University of Hamburg-Harburg, 1996.
30. K. A. Michalski: *Extrapolation methods for Sommerfeld Integral Tails*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-46, Oct. 1998, pp. 1405-1418.
31. Y. Hua, T. K. Sarkar: *Generalized pencil-of-function method for extracting poles of an EM system from its transient response*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, Feb. 1989, pp. 229-234.
32. M. G. Andreassen: *Scattering from bodies of revolution*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-13, Mar. 1965, pp. 303-310.
33. D. Kajfez, A. W. Glisson, J. James: *Computed modal field distributions for isolated dielectric resonators*. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-32, Dec. 1984, pp. 1609-1616.
34. J. F. Shaeffer: *EM scattering from bodies of revolution with attached wires*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-30, May 1982, pp. 426-431.
35. G. P. Junker, A. A. Kishk, A. W. Glisson: *Input impedance of dielectric resonator antennas excited by a coaxial probe*. IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-42, July 1994, pp. 960-966.
36. A. A. Kucharski: *A method of moments solution of scattering by hydrometeors in resonance frequency region*. Internat. Symp. on Electromagnetic Compatibility, EMC '98 Roma, Italy, September 14-18, 1998, Vol. 2, pp. 375-379.
37. A. A. Kucharski, J. Skrzypczyński: *Scattering by hydrometeors in resonance frequency region*. First Internat. Workshop on Radiowave Propagation Modelling for SatCom Services at Ku-band and Above, ESTEC, Noordwijk, 18-29 October 1998, pp. 175-180.
38. A. A. Kucharski: *A body-of-revolution model for calculating electromagnetic fields excited inside human head*. 14th Int. Wrocław Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, June 23-25, 1998, pp. 286-290.

In this work structures with revolution case, the multilayered media based on the use of the structure has been with the use of Sommerfeld and Mosig.

In order to begin, about the charges, electric and the equations kernel to independently. Particularly interesting index in the Fourier now describe index.

For the algorithm formulation. In our functions have been Gauss' law.

The effective results have been

Keywords: dielectric

A. A. KUCHARSKI

CYLINDRICAL DIELECTRIC RESONATORS IN ANTENNA APPLICATIONS
— INTEGRAL EQUATIONS ANALYSIS

Summary

In this work, an effective method of analysis of electromagnetic phenomena in heterogeneous dielectric structures with rotational symmetry, placed in various environments, has been described. As the most general case, the multilayered medium with unspecified stratification has been considered. The method of analysis is based on the use of the volume integral equation. An equivalent electric current characterizing the dielectric structure has been introduced. The scattered field due to the equivalent current distribution has been calculated with the use of so-called mixed-potential integral equation, given, for the case of layered media, by Michalski and Mosig.

In order to reduce the computational complexity of the problem, the assumption, mentioned at the beginning, about the rotational symmetry of the dielectric body (antenna) has been used. The equations have been transferred into the cylindrical coordinate system, and next, to all unknowns (equivalent currents, charges, electric and magnetic fields, etc.) the expansion into Fourier series has been applied. We can find that the equations kernels, which correspond to various elements of the Fourier series, decouple, and it is possible to independently analyze various electromagnetic field modes (so-called azimuthal modes of the field). Particularly interesting features are exhibited by the rotationally symmetric field mode (corresponding to zero index in the Fourier series). As shown, for this field-mode there is a further decoupling of the equations, which now describe independent TE and TM modes of the electromagnetic field.

For the algebraization of the equations, the method of moments has been used, with the Galerkin formulation. In order to further improve the solution efficiency, the specially constructed by the author basis functions have been applied, where the number of independent unknowns has been reduced with use of the Gauss' law.

The effectiveness of the presented analysis method has been shown in the variety of examples, where the results have been compared to those obtained with other methods or with the literature data.

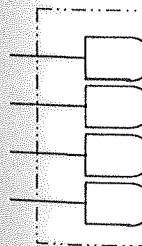
Keywords: dielectric resonators, mixed-potential integral equation, method of moments

Realiza

W
o bloki lo
nych blo
algorytm
struktur
logicznej
MACHX

Słowa kl

Struktury
ce w szerokie
jest struktura
w macierzy O



Rys

Realizacja układów kombinacyjnych w strukturach MACH

DARIUSZ KANIA

Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska, Gliwice

Otrzymano 2000.01.03

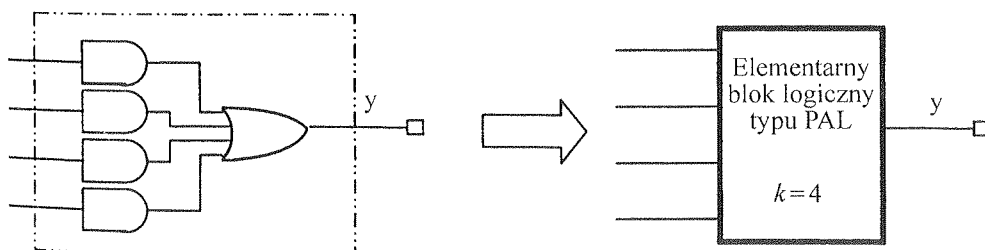
Autoryzowano 2001.01.05

W artykule przedstawiono algorytm umożliwiający realizację zespołu funkcji, w oparciu o bloki logiczne typu PAL, zawarte w strukturach MACH. Iloczyny występujące w poszczególnych blokach logicznych są równocześnie wykorzystywane przez wiele funkcji. Opracowany algorytm, zaimplementowany w systemie PALDec (moduł systemu Decomp przeznaczony dla struktur typu PAL) został wykorzystany do realizacji układów testowych. Wyniki syntezy logicznej dla układów MACH zostały porównane z wynikami uzyskanymi za pomocą systemu MACHXL.

Słowa kluczowe: dekompozycja, synteza logiczna, minimalizacja, PLD.

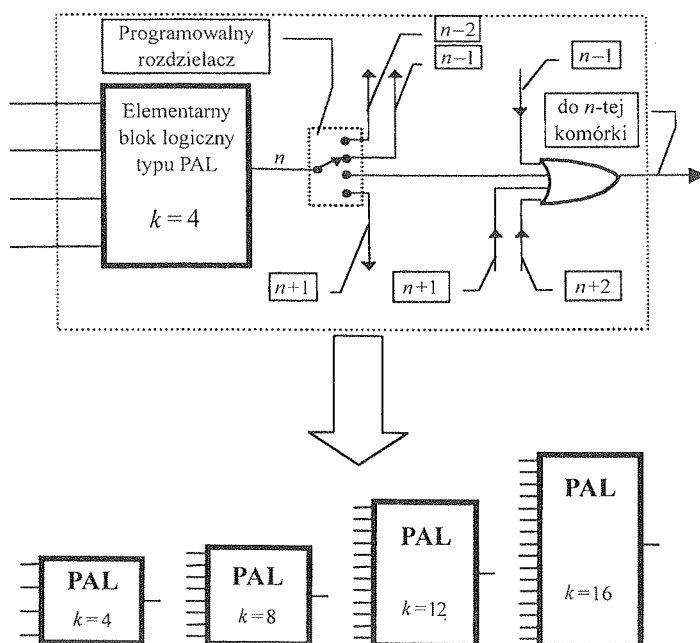
1. WPROWADZENIE

Struktury CPLD (Complex Programmable Logic Devices), znajdują znaczące miejsce w szerokiej gamie układów programowalnych. Jądem większości tego typu układów jest struktura PAL. Zawiera ona programowalną matrycę AND i stałe połączenia w matrycy OR, tworząc elementarny blok logiczny typu PAL (rys. 1).



Rys. 1. Struktura elementarnego bloku logicznego typu PAL zawierającego 4 terminy i odpowiadający jej symbol blokowy

W wielu przypadkach niewystarczająca liczba iloczynów dołączona do sumy wyjściowej (komórki wyjściowej), wprowadza znaczące ograniczenia. Układy CPLD posiadają często dodatkowe zasoby logiczne ułatwiające proces syntezy. Jednym z takich sprzętowych rozwiązań są programowalne rozdzielacze (ang. Logic Allocator) występujące w układach MACH firmy AMD. Układy te składają się, z kilku (2, 4, 8, 16) dużych bloków logicznych tzw. MACHxxx PAL bloków (xxx — typ układu), których częściami składowymi są elementarne bloki logiczne typu PAL zawierające 4 termy. Występujące w strukturach MACH programowalne rozdzielacze zwiększają efektywność wykorzystania iloczynów, umożliwiając, w zależności od potrzeb, odpowiedni rozdział iloczynów pomiędzy poszczególne komórki wyjściowe (rys. 2). Mechanizm ten wprowadza możliwość realizacji bardziej złożonych funkcji w jednym elementarnym bloku, zawierającym większą liczbę termów (składników sum), bez konieczności wykorzystywania sprzężeń zwrotnych. MACHxxx PAL blok zawiera określoną liczbę iloczynów, komórek wyjściowych oraz poprzez wykorzystanie programowalnych rozdzielaczy odpowiednie możliwości konfigurowania elementarnych bloków logicznych typu PAL. Przykładowo układ MACH110 zawiera dwa MACH110 PAL bloki, w których znajduje się 16 komórek wyjściowych oraz 64 iloczyny wstępnie podzielone na 16 grup po 4 iloczyny dołączone do sumy. Programowalne rozdzielacze umożliwiają przykładowo utworzenie 16 elementarnych bloków logicznych typu PAL zawierających 4 termy lub 6 bloków zawierających odpowiednio 12, 12, 12, 12, 8, 8 termów.



Rys. 2. Przykładowa konfiguracja bloków typu PAL wykorzystująca programowalny rozdzielacz

Dokł
wielu pra
ność proc
stanowi s
realizacji
na klasyc
Celer
liwiającej
rozszerze
wyszukiw
funkcji. P
mowej mi

Efekt
logicznych
nych komo
szym artyk
Przykład 1
Niech f b
opisana pr
złożoną z

Rozpat
zawierają
rozwiązania

na do sumy
układy CPLD
ezy. Jednym
ic Allocator)
kilku (2, 4, 8,
typ układu),
zawierające
zwiększają
potrzeb, od-
owe (rys. 2).
cji w jednym
w sum), bez
blok zawiera
przystanie pro-
elementarnych
wa MACH110
64 iloczynny
ogramowalne
oków logicz-
odpowiednio

Dokładne dane dotyczące struktur MACH można znaleźć między innymi w [1]. W wielu pracach autorzy zwracają uwagę na znaczący wpływ dekompozycji na efektywność procesu syntezy [3, 5, 6, 8, 10]. W przypadku układów MACH, których jądrem stanowi struktura PAL, mogą być wykorzystywane zarówno algorytmy przeznaczone do realizacji układów w strukturach bramkowych [3], jak i strategie dekompozycji bazujące na klasycznym modelu dekompozycji funkcjonalnej [2, 7].

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie metody syntezy logicznej, umożliwiającej efektywną realizację zespołu funkcji w strukturach MACH, stanowiącej rozszerzenie metody prezentowanej w [9]. Istota proponowanej strategii polega na wyszukiwaniu wielowyjściowych implikantów [11], stanowiących wspólne zasoby kilku funkcji. Proces wyszukiwania wspólnych implikantów wykonywany jest po dwupoziomowej minimalizacji zespołu funkcji za pomocą algorytmu Espresso.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

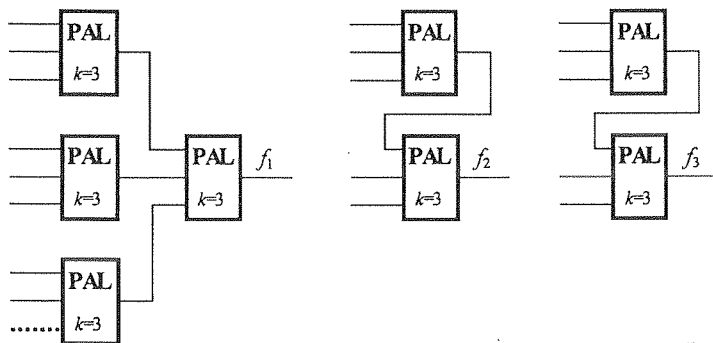
Efektywna strategia syntezy zespołu funkcji w strukturach złożonych z bloków logicznych typu PAL zawierających stałą liczbę iloczynów dołączonych do poszczególnych komórek wyjściowych, została szczegółowo przedstawiona w pracy [9]. W niniejszym artykule zostanie zaprezentowana na prostym przykładzie.

Przykład 1:

Niech f będzie przykładową funkcją $f: B^5 \rightarrow B^3$, której zminimalizowana postać jest opisana przez zbiór wielowyjściowych implikantów zawierających część wejściową złożoną z elementów $\{0, 1, -\}$ oraz część wyjściową złożoną z elementów $\{0, 1\}$.

```
.i 5
.o 3
.ilb a b c d e
.ob f1 f2 f3
.p 10
11011 100
10100 101
11110 101
00010 111
0100- 110
11101 101
10111 101
0-001 110
10--1 010
1-1-1 010
.e
```

Rozpatrzmy realizację przykładowej funkcji na blokach logicznych typu PAL zawierających 3 termy. Rozłączna realizacja poszczególnych funkcji prowadzi do rozwiązania przedstawionego na rysunku 3 i wymaga użycia 8 bloków logicznych.



Rys. 3. Rozłączna realizacja przykładowej funkcji $f: B^5 \rightarrow B^3$ w oparciu o bloki logiczne typu PAL zawierające 3 terminy (linia przerywana reprezentuje niewykorzystany termin)

Niech y_p będzie 3-elementowym wektorem wyjściowym odpowiadającym części wyjściowej p -tego ($p = 1, \dots, 10$) wielowyjściowego implikantu, natomiast Δ_{y_i} — liczbą dziesiętną, równą liczbie identycznych wektorów y_i występujących w zbiorze implikantów wielowyjściowych opisujących funkcję f . Rzędem wyróżnika Δ_{y_i} , oznaczanym przez μ , nazywamy liczbę dziesiętną równą liczbie elementów $\{1\}$ zawartych w wektorze y_i . Mówimy, że wektor $y_r = (a_{m-1}, \dots, a_1, a_0)$ jest wektorem nadrzędnym i -tego stopnia w stosunku do wektora $y_s = (b_{m-1}, \dots, b_1, b_0)$ wtedy, gdy w zbiorze par uporządkowanych $\langle a_j, b_j \rangle$ oprócz par $\langle 0, 0 \rangle$ i $\langle 1, 1 \rangle$ występuje i -par $\langle 1, 0 \rangle$. Niech $G \langle Y, \vec{U} \rangle$ będzie grafem skierowanym, gdzie Y jest zbiorem wierzchołków, którym przyporządkowane są wyróżniki Δ_{y_i} odpowiadające identycznym wektorom wyjściowym y_i , natomiast $\vec{U}$ zbiorem krawędzi $\vec{U} = \{(y_{si}, y_{ri})\}$ takim, że $\mu_{ri} = \mu_{si} + 1$, gdzie μ_{ri} jest rzędem wyróżnika $\Delta_{y_{ri}}$, μ_{si} rzędem wyróżnika. Pierwotny graf $G \langle Y, \vec{U} \rangle$ może być zredukowany poprzez eliminację wierzchołków, dla których $\Delta_{y_i} = 0$. Graf odpowiadający rozpatrywanej funkcji przedstawiony jest na rysunku 4 I.

Rozpatrzmy na przedstawionym grafie drogi, których początkiem jest wierzchołek 1-rzędu, a końcem wierzchołek 3-rzędu. Dla wierzchołka pierwszego rzędu odpowiadającego wyróżnikowi Δ_{100} istnieją dwie takie drogi: pierwsza obejmuje wierzchołki $\Delta_{100} \rightarrow \Delta_{110} \rightarrow \Delta_{111}$, druga wierzchołki $\Delta_{100} \rightarrow \Delta_{101} \rightarrow \Delta_{111}$. Zbiór wszystkich wierzchołków należących do dróg wychodzących z wierzchołka Δ_{100} zawiera 4 elementy $\{\Delta_{100}, \Delta_{110}, \Delta_{101}, \Delta_{111}\}$, dla których spełniona jest zależność $\Delta_{111} = \Delta_{100} + \Delta_{110} + \Delta_{101} + \Delta_{111} = 1 + 2 + 4 + 1 = 8$.

Powyższe rozważania można uogólnić stwierdzając, że każdemu wierzchołkowi pierwszego rzędu $\Delta_{\underline{0\dots010\dots0}}$ można przyporządkować liczbę równą sumie wy-

różników zawartych w wierzchołkach pokrytych przez wszystkie drogi wychodzące z tego wierzchołka, a kończące się w wierzchołkach wyższych rzędów. Liczba ta wynosi

$$\Delta_{\underline{m-1, \dots, j+1, j, j-1, \dots, 1, 0}} = \Delta_j^m = \sum_{i=0}^{2^{m-1}-1} \Delta_{p_{m-1,1}, p_{1,0}^i}, \text{ gdzie } \{1\} \text{ występuje na } j\text{-tej pozycji, a liczba}$$

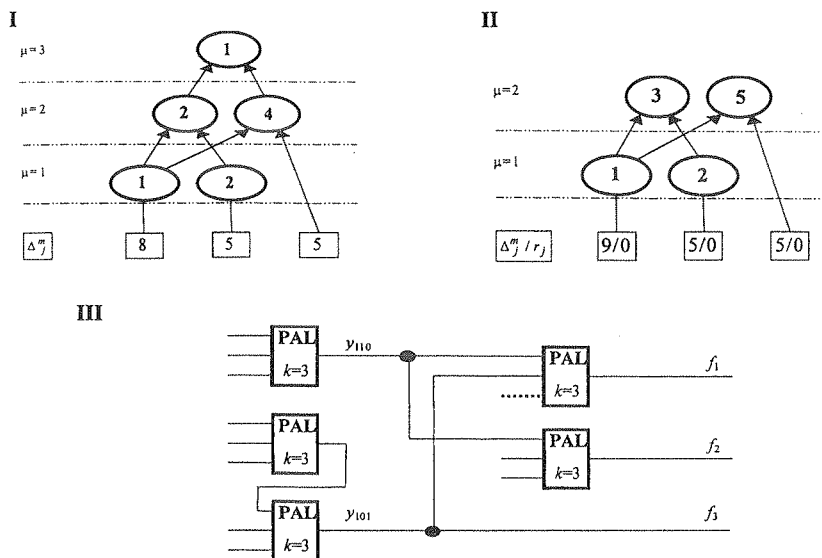
binarna utworzona przez $(p_{m-1} \dots p_{j+1} p_{j-1} \dots p_1 p_0)_2 = (i)_{10}$.

Rys.

Z roz
1°: Reali
 $\Delta_{y_i} \geq$
potrze
2°: Reali
uzasa
Na p
grafu z ry
na blokad
potrzebne
funkcji b
się w wie
rys. 4 III.
typu PAL

3. STR

W str
dzielnicy
(rys. 2) [
układy, w



Rys. 4. (I) graf pierwotny odpowiadający funkcji f , po wyeliminowaniu wyróżników $\Delta_{y_i} = 0$,
(II) graf zredukowany,
(III) realizacja zespołu funkcji na blokach typu PAL zawierających 3 terminy

Z rozważań przedstawionych w pracy [9] wynika, że:

1°: Realizacja implikantów odpowiadających wierzchołkowi rzędu $\mu \geq 2$, dla którego $\Delta_{y_i} \geq k$ powoduje minimalizację liczby bloków typu PAL zawierających k -termów, potrzebnych do realizacji zespołu funkcji.

2°: Realizacja implikantów odpowiadających wierzchołkowi, dla którego $\Delta_{y_i} < k$ jest uzasadniona tylko wtedy, gdy $\Delta_{y_i} > r_j$, gdzie ${}^i\Delta_j^m - 1 \equiv r_j \pmod{(k-1)}$, i $r_j \neq 0$.

Na podstawie wniosku 1° i 2° udowodnionego w pracy [9] możliwa jest redukcja grafu z rys. 4 I do postaci przedstawionej na rys. 4 II. Ponieważ interesuje nas realizacja na blokach typu PAL zawierających 3 terminy możliwe jest obliczenie wartości r_j , potrzebnej do wyboru wierzchołka zgodnego z warunkiem 2°. Realizacja zespołu funkcji będąca wynikiem analizy poszczególnych wartości wyróżników znajdujących się w wierzchołkach (zaczynając od wierzchołków 2-go rzędu) przedstawiona jest na rys. 4 III. Linia przerywaną oznaczone są niewykorzystywane terminy bloków logicznych typu PAL.

3. STRATEGIA REALIZACJI ZESPOŁU FUNKCJI W STRUKTURACH MACH

W strukturach MACH, poprzez odpowiednie wykorzystanie programowalnych rozdzielaczy istnieje możliwość konfigurowania elementarnego bloku logicznego typu PAL (rys. 2) [1]. Ze względu na minimalizację czasu propagacji sygnału należy realizować układy, wykorzystując możliwie jak największe elementarne bloki logiczne typu PAL.

Każda struktura MACH może być scharakteryzowana przez wektor $k = [k_1, k_2, \dots, k_p]$, którego uporządkowane elementy $k_1, < k_2, < \dots, < k_p$ odpowiadają możliwej do uzyskania liczbie termów, zawartych w elementarnych blokach logicznych. Liczba bloków logicznych zawierających k_i — termów jest oczywiście ograniczona i charakterystyczna dla danej struktury. Załóżmy, że wektor k charakteryzuje dostępne w aktualnym momencie syntezy zasoby wewnętrzne układu MACH tzn. jeżeli zostały przykładowo wykorzystane wszystkie bloki logiczne zawierające k_p -termów to wektor k $[k_1, k_2, \dots, k_{p-1}]$.

Efektywna realizacja zespołu funkcji w strukturach MACH, polega na realizacji w kolejnych krokach implikantów, odpowiadających na grafie wierzchołkom spełniających warunek 1° i 2° (rozdział 2), rozpoczynając od wierzchołków najwyższego rzędu, za pomocą jak największych elementarnych bloków logicznych typu PAL [1].

W ogólnym przypadku w i -tym kroku wyboru wierzchołka mogą wystąpić trzy przypadki:

- ${}^i\Delta_y > k_{\max} = \max(k_1, k_2, \dots, k_p)$
- $\min(k_1, k_2, \dots, k_p) = k_{\min} \leq {}^i\Delta_y \leq k_{\max} = \max(k_1, k_2, \dots, k_p)$
- ${}^i\Delta_y < k_{\min} = \min(k_1, k_2, \dots, k_p)$

Jeżeli w i -tym kroku wartość wybranego wyróżnika jest większa od $k_{\max} = \max(k_1, k_2, \dots, k_p)$, to wtedy realizujemy $k_{\max}$ implikantów w jednym elementarnym bloku logicznym typu PAL, natomiast do realizacji pozostałych ${}^i\Delta_y - k_{\max}$ implikantów potrzebujemy bloku logicznego (większej liczby bloków) zawierającego co najmniej ${}^i\Delta_y - k_{\max} + 1$ termów („+1” — sprzężenie zwrotne).

W sytuacji, gdy wartość wybranego wyróżnika spełnia zależność $\min(k_1, k_2, \dots, k_p) = k_{\min} \leq {}^i\Delta_y \leq k_{\max} = \max(k_1, k_2, \dots, k_p)$ to odpowiadającą wyróżnikowi grupę implikantów realizujemy tworząc elementarny blok logiczny typu PAL zawierający k_x — termów, przy czym $k_x > {}^i\Delta_y$ i $k_x - {}^i\Delta_y = \min$, gdzie $k_x \in \{k_1, k_2, \dots, k_p\}$. Wartość $k_x - {}^i\Delta_y$ jest minimalizowana ze względu na niemożliwość wykorzystania pozostałych termów w innym elementarnym bloku logicznym.

Jeżeli ${}^i\Delta_y < k_{\min} = \min(k_1, k_2, \dots, k_p)$ to realizacja grupy ${}^i\Delta_y$ implikantów jest uzasadniona tylko wtedy, gdy prowadzi ona do minimalizacji liczby bloków, tzn. ${}^i\Delta_y > r_j$, gdzie ${}^i\Delta_j'' - 1 \equiv r_j \pmod{(k_{\min} - 1)}$, i $r_j \neq 0$.

Jeżeli wierzchołki rzędu $\mu \geq 2$, nie spełniają żadnego z powyższych trzech warunków tzn. ${}^i\Delta_y < k_{\min} = \min(k_1, k_2, \dots, k_p)$ i ${}^i\Delta_y \leq r_j$, gdzie ${}^i\Delta_j'' - 1 \equiv r_j \pmod{(k_{\min} - 1)}$, lub $r_j = 0$ wtedy, realizacja implikantów odpowiadających takim wierzchołkom nie prowadzi do ograniczenia liczby koniecznych do wykorzystania bloków logicznych w stosunku do oddzielnej realizacji poszczególnych funkcji. W tej sytuacji pozostała część implikantów realizowana jest w klasyczny sposób tzn. każda funkcja oddzielnie.

4. ALGORYTM REALIZACJI ZESPOŁU FUNKCJI W STRUKTURACH MACH

Przedstawione w poprzednim rozdziale rozważania pozwalają skonstruować algorytm umożliwiający efektywną realizację zespołu funkcji w strukturach MACH. Algorytm składa się z następujących etapów:

I

II

III

IV

1. Minimalizacja
2. Wyznaczenie
3. Wyznaczenie
4. Realizacja

$k_1, k_2, \dots, k_p$,
o uzyskania
ów logicz-
styczna dla
momencie
korzystane

a realizacji
tkom speł-
ajwyższego
PAL [1].
stąpić trzy

od $k_{\max} =$
mentarnym
plikantów
o najmniej

zależność
yóżników
zawierają-
 $\}$. Wartość
pozostałych

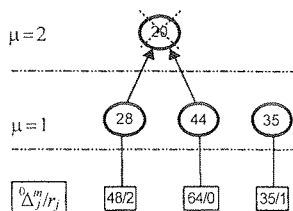
jest uzasa-
zn. $\Delta_j > r_j$

ech warun-
 $(k_{\min} - 1)$), lub
nie prowa-
h w stosun-
stała część
lnie.

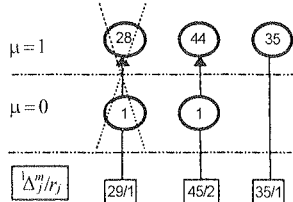
H MACH

truować al-
ch MACH.

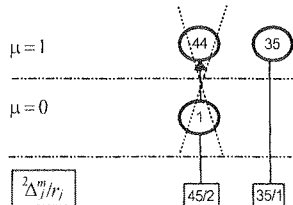
I



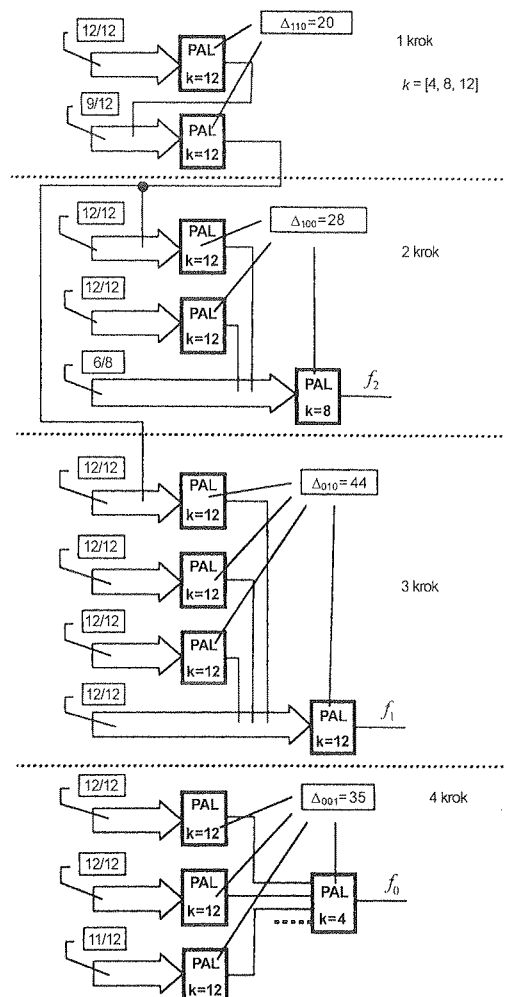
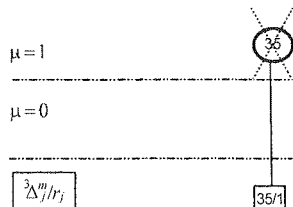
II



III



IV



Rys. 5. Realizacja układu testowego rd73 w strukturze MACH130

1. Minimalizacja zespołu funkcji.
2. Wyznaczenie wektora $k = [k_1, k_2, \dots, k_p]$ charakteryzującego dostępne zasoby wybranego układu MACH.
3. Wyznaczenie wartości wyróżników, utworzenie grafu $G \langle Y, \vec{U} \rangle$, wyznaczenie parametrów r_j , gdzie $\Delta_j^m - 1 \equiv r_j \pmod{(k_{\min} - 1)}$; gdzie $k_{\min} = \min(k_1, k_2, \dots, k_p)$ oraz $j \in \langle 1, m \rangle$.
4. Realizacja grupy wielowyjściowych implikantów na podstawie wyboru odpowiedniego wierzchołka grafu zgodnie z następującymi zasadami:
 - wybieramy wierzchołek, dla którego $\mu = \max$
 - wybieramy wierzchołek, dla którego $\Delta_j \geq k_{\min} = \min(k_1, k_2, \dots, k_p)$ i realizujemy

implikanty odpowiadające temu wierzchołkowi zgodnie z zasadami przedstawionymi w rozdziale 3.

- wybieramy wierzchołek, dla którego ${}^i\Delta_y < k_{\min}$, lecz ${}^i\Delta_y > r_j$, gdzie ${}^i\Delta_j^m - 1 \equiv r_j \pmod{(k_{\min} - 1)}$ i $r_j = 0$.

5. Redukcja grafu, wprowadzenie wierzchołków 0-wego rzędu reprezentujących sprzężenia zwrotne [9], wyznaczenie wyróżników i parametrów r_j .
6. Sprawdzenie czy istnieją wierzchołki spełniające warunki punktu 4. Jeżeli wierzchołki takie nie istnieją, to realizacja implikantów przyporządkowanych pozostałym wierzchołkom w sposób klasyczny tzn. każda funkcja oddzielnie; w przeciwnym przypadku p. 4.

Przykład 2:

Zrealizujemy układ testowy Rd73 wykorzystując układ MACH 130 scharakteryzowany wektorem $k = [4, 8, 12]$. Układ ten zawiera cztery MACH 130 PAL bloki zawierające po 64 iloczyny [1].

Graf $G \langle Y, \vec{U} \rangle$ przedstawiony jest na rys. 5 I. Poszczególne etapy realizacji wybranego układu testowego przedstawione są na rysunkach 5 II – 5 IV.

5. WYNIKI EKSPERYMENTÓW

W celu zweryfikowania efektywności przedstawionej metody przeprowadzono syntezę układów testowych (ang. benchmark) wykorzystując strukturę MACH130 należącą do rodziny układów MACH 1.

Wykorzystanie sytemu MACHXL v.3 często niestety nie umożliwiało bezpośredniej realizacji większości układów testowych. W tej sytuacji po minimalizacji dokonanej przez system MACHXL, dokonano podziału uzyskanych implikantów na grupy zawierające co najwyżej 12 implikantów (dla struktury MACH130 $k_{\max} = 12$), po czym dalszą syntezę wykonano ponownie za pomocą systemu MACHXL (rozwiązania oznaczone !).

Ze względu na specyfikę struktury MACH konieczne jest rozpatrywanie kilku parametrów zrealizowanego układu testowego tzn.:

- l_u — liczby iloczynów użytych do realizacji,
- l_n — liczby iloczynów niemożliwych do wykorzystania,
- $l_\Sigma = l_u + l_n$ — sumarycznej liczby iloczynów.

Ponieważ w strukturach MACHxxx istnieje możliwość wyboru aktywnego poziomu wyjściowego (zaimplementowana w systemie MACHXL), stąd przeprowadzono eksperymenty wykorzystując tą właściwość w zaproponowanej strategii syntezy. Wyniki zawarte w kolumnach l_u^* , l_n^* , l_Σ^* tabeli 1 uzyskano wykorzystując możliwość wyboru aktywnego stanu wyjściowego.

Na podstawie przeprowadzonych eksperymentów można zauważyć, że liczba wykorzystywanych przez system PALDec iloczynów, przy możliwości wyboru aktywnego poziomu wyjściowego (l_u^*), w większości przypadków jest mniejsza niż liczba iloczynów wykorzystywanych przez system MACHXL (l_u). Niestety liczba iloczynów niemożliwych do wykorzystania (PALDec l_n^*), w procesie tworzenia kolejnych elementarnych

bloków log
MACHXL.
jest nieznac
Warto jedna
niż 1 są zm
nych bloka
metody jest
metody sym
strukturze M

Zapropon
metody zap
programowa
zawierający
możliwość c
czesną real
eksperyment
znacznego c
wybranych
strukturze. c
Nic nie sto
w przypadk

Tabela 1

Wyniki syntezy układów testowych dla struktury MACH 130(PALDec — moduł systemu Decomp przeznaczony do realizacji układów cyfrowych w strukturach typu PAL)

	PALDec			PALDec*			MACHXL		
	l_u	l_n	l_Σ	l_u^*	l_n^*	l_Σ^*	l_u	l_n	l_Σ
Rd53!	34	6	40	26	6	32	32	8	40
Rd73!	137	7	144	137	7	144	152	8	160
Rd84!	—	—	—	235	13	248	—	—	—
Root!	72	16	88	72	16	88	74	2	76
Sao2!	64	4	68	52	8	60	54	6	60
Sqn	45	11	56	43	5	48	44	4	48
Squar5	29	11	40	29	11	40	29	11	40
Σ	381	55	436	359	53	412	385	39	424

bloków logicznych typu PAL w systemie PALDec jest większa niż w systemie MACHXL. Fakt ten sprawia, że sumaryczna liczba iloczynów w systemie PALDec (l_Σ^*) jest nieznacznie mniejsza od sumarycznej liczby iloczynów w systemie MACHXL (l_Σ). Warto jednak zwrócić uwagę, że w sytuacji, gdy wartości wyróżników wyższych rzędów niż 1 są znacznie większe od liczby iloczynów zawartych w największych elementarnych blokach logicznych typu PAL ($\Delta_y \gg k_{\max}$) zysk z zastosowania proponowanej metody jest stosunkowo duży (rd73, rd84). W tej sytuacji zastosowanie zaproponowanej metody syntezy umożliwia realizację układu testowego rd84 w stosunkowo niewielkiej strukturze MACH130.

6. PODSUMOWANIE

Zaproponowana w artykule technika realizacji zespołu funkcji stanowi rozszerzenie metody zaprezentowanej w pracy [9]. Jest dedykowana dla struktur MACH zawierających programowalne rozdzielacze umożliwiające tworzenie elementarnych bloków logicznych zawierających różną np. (4, 8, 12, 16) liczbę iloczynów. Prezentowana metoda wprowadza możliwość ograniczenia niezbędnych zasobów struktur programowalnych, poprzez równoczesną realizację implikantów, stanowiących wspólne zasoby kilku funkcji. Wyniki eksperymentów dowodzą, że wykorzystanie przedstawionej metody prowadzi często do znacznego ograniczenia liczby niezbędnych bloków logicznych potrzebnych do realizacji wybranych układów testowych, czy wręcz umożliwia (rd84) jego realizację w wybranej strukturze. Często odbywa się to jednak kosztem zwiększenia czasu propagacji sygnału. Nie stoi jednak na przeszkodzie, aby wykorzystywać przedstawioną metodę tylko w przypadku konieczności minimalizacji liczby wykorzystywanych iloczynów.

BIBLIOGRAFIA

1. AMD Data Book.
2. R. L. Ashenhurst: *The decomposition of switching functions*. Proceedings of an International Symposium on the Theory of Switching, April 1957
3. B. Babba, M. Crastes, G. Saucier: *Input driven synthesis on PLDs and PGAs*. The European Conference on Design Automation, Brussels (Belgium), March 1992
4. M. Bolton: *Digital Systems Design with Programmable Logic*. Addison-Wesley Publishing Company, 1990, pp. 133-140
5. S. D. Brown, R. J. Francis, J. Rose, Z. G. Vranesic: *Field Programmable Gate Arrays*. Kluwer Academic Publishers, Boston/London/Dordrecht 1993, pp. 45-86
6. M. J. Ciesielski, S. Yang: *PLADE: A two-stage PLA decomposition*. IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 11(8), 943-954, August 1992
7. H. A. Curtis: *The Design of switching Circuits*. D.van Nostrand Company, Inc., Princeton, New Jersey, Toronto, New York, 1962
8. D. Kania: *Synteza logiczna dla układów CPLD typu PAL wykorzystująca dekompozycję*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 1999, 45, z. 3-4, ss. 445-454
9. D. Kania: *Efektywna metoda realizacji zespołu funkcji w strukturach typu PAL*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 1999, 45, z. 3-4, ss. 433-444
10. T. Łuba: *Multi-level logic synthesis based on decomposition*. Microprocessors and Microsystems, Vol. 18, No. 8, October 1994, pp. 429-437
11. G. Micheli: *Synthesis and optimization of digital circuits*. McGraw-Hill, Inc., 1994 (tłum. Synteza i optymalizacja układów cyfrowych, WNT 1998)

D. KANIA

A TECHNOLOGY MAPPING ALGORITHM FOR MACH DEVICES

Summary

The objective of the technology mapping algorithm presented in this paper is to implement a multiple-output function with minimal number of PAL-based logic blocks included in MACH devices. In this method product term included in the logic block can be shared by some function. Developed algorithms, implemented within the PALDec (PALDecomp) system, have been used for partitioning the benchmark circuits. Results of logic synthesis for MACH devices have been compared to the results obtained with the aid of MACHXL software.

Keywords: technology mapping, decomposition, logic synthesis, minimization, PLD

W
kowego
W projek
AB. Dw
napięciow
wersjach
cją oraz
szybkośc
ciami sz
cach pop

Słowa kl

Przedmi
wykorzystują
w badaniach
rii oraz w dia
niacze impuls
słabych sygn
przy małym
jako dwustop
wzmacniacza
użycia techni
miast drugi st

Prądowo-napięciowy, niskoszumny scalony wzmacniacz impulsów ładunkowych

WŁODZIMIERZ PODMIOTKO, ANDRZEJ SZYMAŃSKI

Instytut Technologii Elektronowej, Warszawa

Otrzymano 2000.09.04

Autoryzowano 2001.01.04

W pracy przedstawiono nową koncepcję i wyniki badań scalonego wzmacniacza ładunkowego przeznaczonego do systemów odczytu detektorów promieniowania jonizującego. W projekcie układu wykorzystano ideę wzmacniacza prądowego CMOS pracującego w klasie AB. Dwustopniowy wzmacniacz zawiera przedwzmacniacz prądowy i stopień wzmacniacza napięciowego sprzężone ze sobą układem typu C-R-C. Układ został zaprojektowany w dwóch wersjach, zrealizowany w technologii CMOS z podwójnym polikrzemem i podwójną metalizacją oraz scharakteryzowany. Wyniki pomiarów wykazały, że układy charakteryzują się dużą szybkością działania ($> 1\text{ MHz}$) przy małym poborze mocy ($< 500\text{ }\mu\text{W}$) i dobrymi właściwościami szumowymi. Parametry szumowe układu mogą być optymalizowane w pewnych granicach poprzez dobór wartości elementów układu sprzęgającego.

Słowa kluczowe: wzmacniacz ładunkowy, wzmacniacz prądowy, wzmacniacz niskoszumny.

1. WPROWADZENIE

Przedmiotem dużego zainteresowania są w ostatnich latach systemy elektroniczne wykorzystujące detekcję promieniowania jonizującego, które znajdują zastosowanie w badaniach cząstek elementarnych, nieniszczących badaniach materiałów, w dozymetrii oraz w diagnostyce medycznej. Istotną częścią składową tych systemów są wzmacniacze impulsów ładunkowych, których zadaniem jest wzmocnienie często bardzo słabych sygnałów przy zachowaniu odpowiedniego stosunku sygnału do szumu oraz przy małym poborze mocy. Scalone wzmacniacze ładunkowe realizowane są zwykle jako dwustopniowe wzmacniacze napięciowe. Pierwszy stopień pełni funkcję przedwzmacniacza, wykorzystującego jako wejściowy przyrząd wzmacniający, w przypadku użycia techniki CMOS, tranzystor PMOS lub NMOS o dużej transkonduktancji natomiast drugi stopień pełni rolę układu kształtującego, ograniczającego pasmo przenosze-

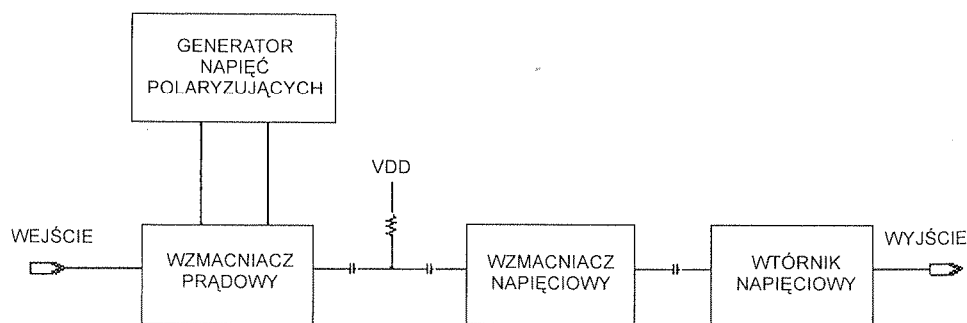
nia [np. 1]. W ostatnich latach podjęto próbę zastosowania we wzmacniaczach ładunkowych układów pracujących w trybie prądowym [2, 3, 4, 5]. Wzmacniacze ładunkowe oparte na idei wzmacniacza prądowego CMOS pracującego w klasie AB, charakteryzują się dużą szybkością działania przy małym poborze mocy, jednakże ich właściwości szumowe są gorsze niż wzmacniaczy napięciowych.

Celem pracy jest zbadanie możliwości wykorzystania rozwiązań układowych opartych na idei wzmacniacza prądowego do uzyskania wzmacniaczy impulsów ładunkowych o dużej szybkości działania, małym poborze mocy i dobrych właściwościach szumowych. W pracy przyjęto koncepcję układu mieszanego prądowo-napięciowego, zawierającego jako pierwszy — stopień wzmacniacza prądowego (a właściwie transrezystancyjnego) oraz jako drugi — stopień wzmacniacza napięciowego, sprzężone ze sobą układem typu C-R-C.

W artykule przedstawiono koncepcję układową, opis realizacji elektrycznej oraz wyniki pomiarów podstawowych parametrów elektrycznych dwóch wersji prototypowych zaprojektowanego układu zrealizowanych w technologii CMOS o wymiarze charakterystycznym $0,8\ \mu\text{m}$.

2. PROJEKT UKŁADU

Głównym założeniem koncepcji układu wzmacniacza impulsów ładunkowych było uzyskanie układu charakteryzującego się małym poborem mocy, dużą szybkością działania oraz możliwie dobrymi właściwościami szumowymi. Przyjęto, że układ będzie zbudowany z dwóch stopni: przedwzmacniacza wykorzystującego ideę wzmacniacza prądowego (transrezystancyjnego) pracującego w klasie AB oraz stopnia właściwego wzmacniacza napięciowego wykorzystującego konfigurację składanej kaskody. Te dwa stopnie połączone są układem sprzęgającym typu C-R-C, który w zamierzeniu ma ograniczać od dołu pasmo przenoszenia i w ten sposób zredukować napięcie szumów na wyjściu układu. Schemat blokowy jednego toru układu przedstawiono na rys. 1. Poza



Rys. 1. Schemat blokowy układu

wymienionych napięciowy części pięć polaryzacji wersji konstrukcji sprzężenia stopnia wzmacniacza identyczne to wzmacniając

Układ g... których warto... te służą do p... wego ustalają

Stopień v... na idei konv... zbudowane z... wzmocnienie... prądowe A₁ o... i MN2. W pr... odpowiednio... układu w star... mV. W kons... ściowej oraz... w gałęzi wyj... wyjścia aby z

ach ładun-
ładunkowe
rakteryzują
właściwości

ch opartych
dunkowych
zumowych.
jącego jako
b) oraz jako
C-R-C.

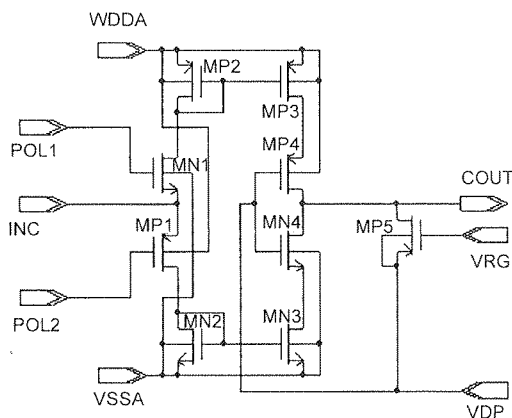
ycznej oraz
prototypo-
wymiarze

owych było
szybkością
kład będzie
zmacniacza
właściwego
dy. Te dwa
erzeniu ma
szumów na
rys. 1. Poza

WYJŚCIE

wymienionymi blokami wprowadzono do układów doświadczalnych dodatkowo wtórnik napięciowy na wyjściu, którego zadaniem jest odseparowanie wyjścia zasadniczej części układu od wpływu przyrządów pomiarowych oraz układ generatora napięć polaryzujących wymaganych przez wzmacniacz prądowy. Zaprojektowano dwie wersje konstrukcyjne układu (NVIC1 i NVIC2) różniące się wartością elementów układu sprzężenia obu stopni oraz rozwiązaniem elektrycznym układu sprzężenia zwrotnego stopnia wzmacniacza napięciowego. Ponadto w drugiej wersji układu zrealizowano trzy identyczne tory układowe w celu zbadania wzajemnego oddziaływania na siebie torów wzmacniających położonych obok siebie w monolitycznym układzie scalonym.

Układ generatora napięć polaryzujących [2] wytwarza dwa napięcia POL1 i POL2, których wartości są związane z prądem polaryzacji I_0 ustalonym zewnętrznje. Napięcia te służą do polaryzacji tranzystorów w gałęzi wejściowej stopnia wzmacniacza prądowego ustalając w ten sposób prąd polaryzacji tej części układu.

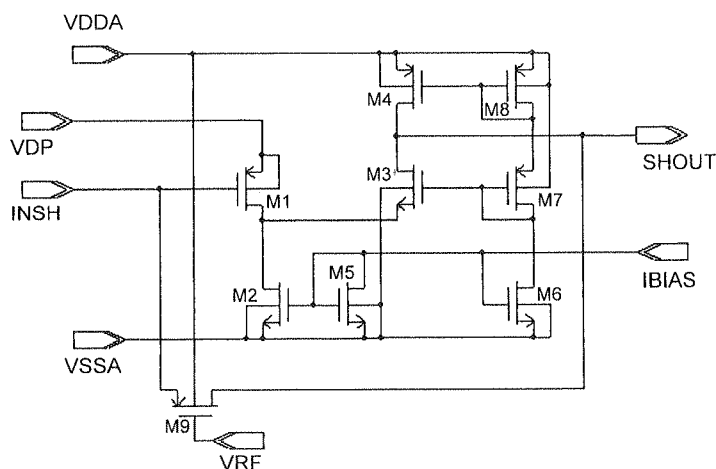


Rys. 2. Schemat elektryczny stopnia prądowego

Stopień wzmacniacza prądowego CMOS (schemat elektryczny na rys. 2) oparty jest na idei konwejera prądowego pracującego w klasie AB [3]. Dwa lustra prądowe zbudowane z tranzystorów MOS p-kanalowych i n-kanalowych charakteryzują się wzmocnieniem prądowym A_i co prowadzi do zależności $I_{out} = A_i I_{in}$. Wzmocnienie prądowe A_i odpowiada stosunkowi rozmiarów W/L tranzystorów MP3 i MP2 oraz MN3 i MN2. W prezentowanym rozwiązaniu przyjęto wzmocnienie prądowe $A_i = 10$. Przy odpowiednio dobranych wartościach napięć polaryzujących napięcie stałe na wejściu układu w stanie spoczynkowym jest bliskie $(VDDA - VSSA)/2$ z dokładnością do kilku mV. W konstrukcji wzmacniacza prądowego dąży się do obniżenia rezystancji wejściowej oraz podwyższenia rezystancji wyjściowej. Aby uzyskać to drugie dodano w gałęzi wyjściowej wzmacniacza dodatkowe tranzystory MP4 i MN4 dołączone do wyjścia aby zredukować efekt Millera. W przyjętym rozwiązaniu tranzystory te polary-

zowane są tym samym napięciem $(VDDA-VSSA)/2 = VDP$ co upraszcza system polaryzacji wzmacniacza prądowego. Obciążenie rezystancyjne układu zrealizowano w postaci tranzystora MOS z kanałem typu p o ustalonym napięciu polaryzacji bramki. Zgodnie z przyjętą nomenklaturą [5] wzmacniacz prądowy z obciążeniem rezystancyjnym jest wzmacniaczem transrezystancyjnym charakteryzującym się współczynnikiem wzmocnienia $R_T = u_{out}/i_{in}$. Przy ustalonej pojemności wejściowej wzmacniacza, na którą w praktycznym przypadku składają się pojemności wejściowe tranzystorów wejściowych wzmacniacza, pojemność źródła impulsów ładunkowych (detektora) oraz pojemności rozproszone, amplituda impulsu napięciowego na wyjściu wzmacniacza transrezystancyjnego jest proporcjonalna do ładunku podawanego na wejście. W procesie projektowania stopnia prądowego przeprowadzono symulacje zależności amplitudy napięcia wyjściowego od rezystancji obciążenia, zależności wzmocnienia od prądu polaryzacji, zakresu liniowości wzmocnienia oraz zależności równoważnego prądu szumów od prądu polaryzacji. Symulacje te posłużyły dobraniu optymalnych rozmiarów tranzystorów dla uzyskania zadowalającego wzmocnienia przy możliwie niskim prądzie polaryzacji. Jako zasadnicze kryterium przyjęto taki poziom prądu polaryzacji aby moc pobierana przez stopień prądowy nie przekraczała 200 μW .

W konstrukcji stopnia wzmacniacza napięciowego zastosowano konfigurację tzw. składanej kaskody stosowanej często w napięciowych wzmacniaczach ładunkowych [6, 7]. Schemat elektryczny układu przedstawiono na rys. 3. Elementy wzmacniające stanowią tranzystory M1 i M3 połączone w układzie kaskody. Tranzystor M7 pozwala na obniżenie potencjału na bramce tranzystora M3 co poprawia dynamikę wzmacniacza. Pętla ujemnego sprzężenia zwrotnego zamknięta jest przez tranzystor M9 z bramką wyprowadzoną na zewnątrz układu, spełniający rolę rezystora o dużej wartości rezystancji. W pierwszej wersji konstrukcyjnej (NVIC1) jest to tranzystor z kanałem typu p (jak



Rys. 3. Schemat elektryczny stopnia napięciowego

tem polaryzacji tego stopnia ustalany jest zewnętrznie. Stopień wzmacniacza napięciowego charakteryzuje się dużym wzmocnieniem przy małym prądzie polaryzacji.

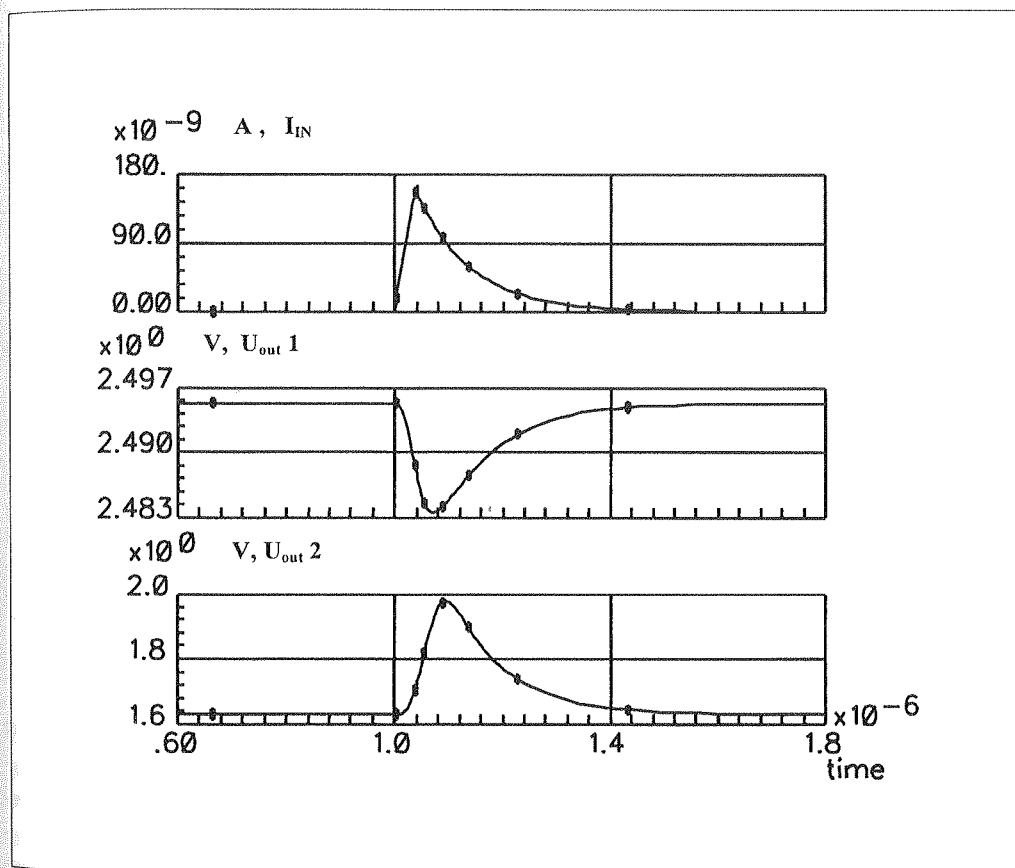
Układ sprzężenia obu stopni zawiera dwa kondensatory (rys. 1) oraz rezystor zrealizowany w postaci tranzystora MOS z kanałem typu p o odpowiednio dobranych rozmiarach z bramką wyprowadzoną na zewnątrz (w NVIC1) w celu praktycznego zbadania wpływu wartości rezystancji równoważnej R na właściwości układu. W pierwszej wersji konstrukcyjnej (NVIC1) kondensatory C mają wartość ok. 800 fF natomiast w drugiej (NVIC2) ok. 300 fF.

Na rys. 4 pokazano sekwencję sygnałów (wynik symulacji) w kluczowych punktach układu: impuls prądowy na wejściu układu I_{IN} , impuls napięciowy na wyjściu stopnia wzmacniacza transrezystancyjnego U_{OUT1} oraz impuls napięciowy na wyjściu stopnia wzmacniacza napięciowego U_{OUT2} . Jak widać sygnał napięciowy na wyjściu wzmacniacza transrezystancyjnego odpowiadający wstrzykiwanemu ładunkowi na wejściu jest

na schemacie) natomiast w drugiej (NVIC2) użyto tranzystora z kanałem typu n. Prąd polaryzacji tego stopnia ustalany jest zewnętrznie. Stopień wzmacniacza napięciowego charakteryzuje się dużym wzmocnieniem przy małym prądzie polaryzacji.

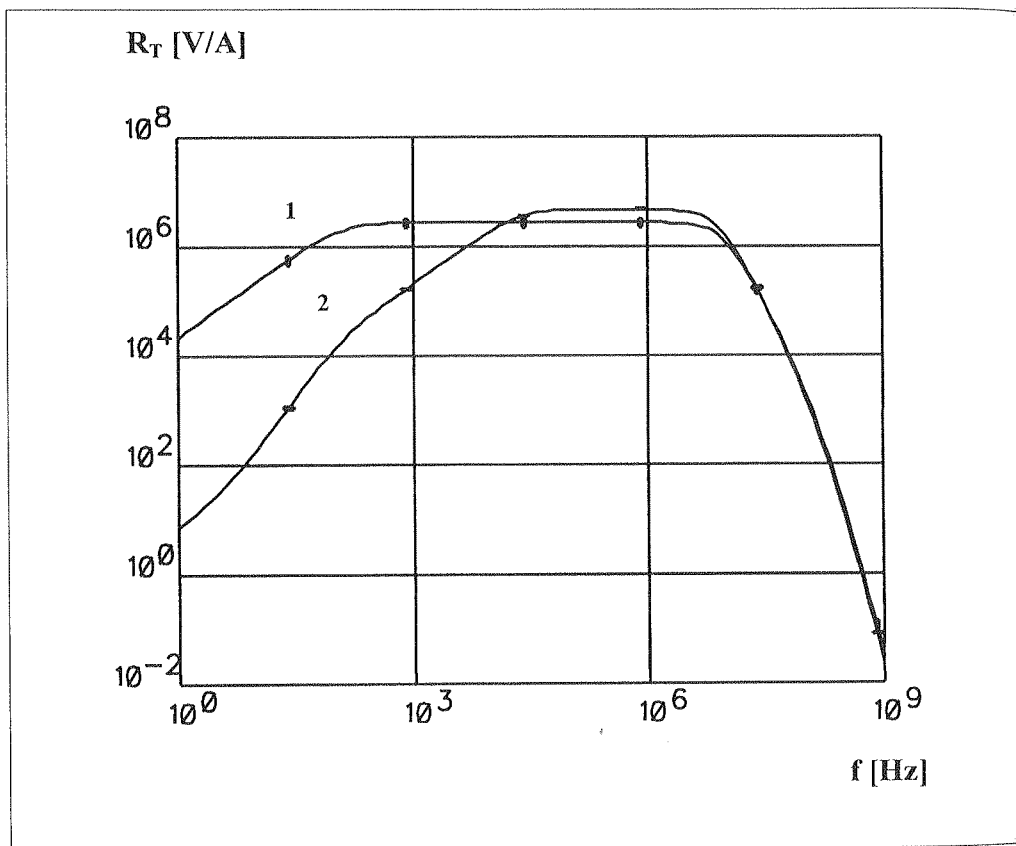
Układ sprzężenia obu stopni zawiera dwa kondensatory (rys. 1) oraz rezystor zrealizowany w postaci tranzystora MOS z kanałem typu p o odpowiednio dobranych rozmiarach z bramką wyprowadzoną na zewnątrz (w NVIC1) w celu praktycznego zbadania wpływu wartości rezystancji równoważnej R na właściwości układu. W pierwszej wersji konstrukcyjnej (NVIC1) kondensatory C mają wartość ok. 800 fF natomiast w drugiej (NVIC2) ok. 300 fF.

Na rys. 4 pokazano sekwencję sygnałów (wynik symulacji) w kluczowych punktach układu: impuls prądowy na wejściu układu I_{IN} , impuls napięciowy na wyjściu stopnia wzmacniacza transrezystancyjnego U_{OUT1} oraz impuls napięciowy na wyjściu stopnia wzmacniacza napięciowego U_{OUT2} . Jak widać sygnał napięciowy na wyjściu wzmacniacza transrezystancyjnego odpowiadający wstrzykiwanemu ładunkowi na wejściu jest



Rys. 4. Sekwencja sygnałów w kluczowych punktach układu (symulacja)

odwrócony. W stanie ustalonym napięcie na tym wyjściu jest bliskie $V_{DP} = 2,5$ V. Na rys. 5 pokazano wynik symulacji zmiennoprądowej charakterystyki przenoszenia całego układu, przy pobudzeniu sinusoidalnym źródłem prądowym dla dwóch wersji konstrukcyjnych układu sprzężenia C-R-C. Charakterystyka 1 dotyczy wersji NVIC1, w której wartość rezystora R wynosi ok. $70 \text{ k}\Omega$ a pojemność $C \approx 0,8 \text{ pF}$ natomiast charakterystyka 2 uzyskana jest dla wersji NVIC2, w której $R \approx 19 \text{ M}\Omega$ a $C \approx 0,3 \text{ pF}$. Widoczne jest, że charakterystyki częstotliwościowe różnią się zakresem ograniczenia pasma od dołu oraz maksymalnym wzmocnieniem.



Rys. 5. Wyniki symulacji AC dla dwóch wersji układu

Projekty układów doświadczalnych zostały zaimplementowane w technologii CMOS $0,8 \mu\text{m}$ z dwoma poziomami polikrzemu i dwoma poziomami metalizacji (AMS, Austria). W drugiej wersji konstrukcyjnej projekt topografii układu zawiera trzy identyczne tory układowe rozmieszczone obok siebie równolegle. W celu zminimalizowania sprzężeń pasożytniczych występujących w układzie scalonym w projekcie topografii wprowadzono dodatkowe pierścienie typu p^+ wokół każdego toru oraz dodatkowe kontakty metalizacyjne do podłoża.

Do zasad
cnienie wyra
wejściowego
parametry szu

Pomiary
stawu pomiara
cyfrowego. K
poprzez użyci
impulsów nap
a amplitudą
Przykładowy
kowi na wejś

Te

1-

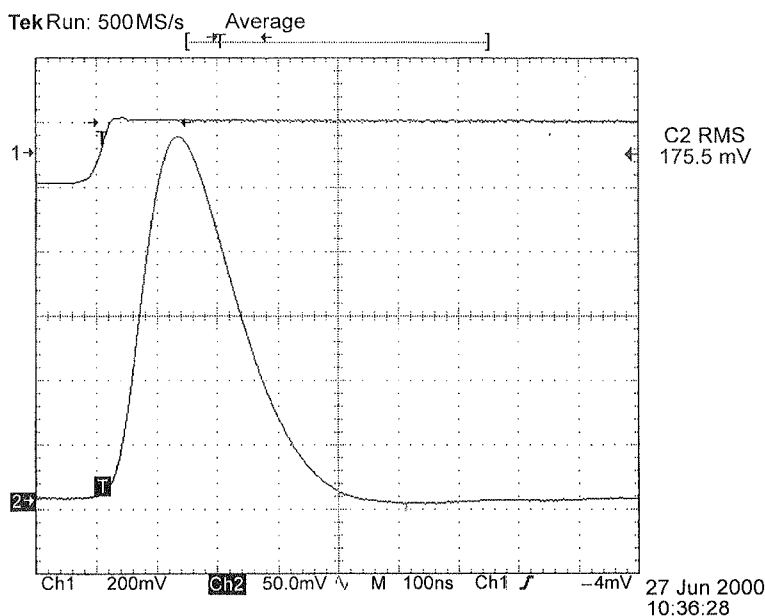
2-

Na rys.
wyjściu wzm
Widoczne je
zależności an
ku podawane
rys. 7. Char

3. WYNIKI POMIARÓW

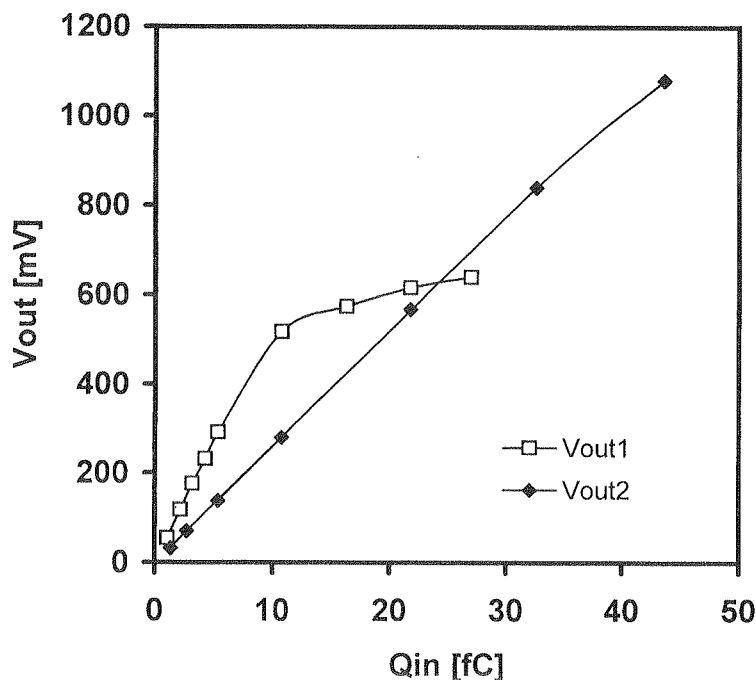
Do zasadniczych właściwości wzmacniaczy impulsów ładunkowych należą: wzmocnienie wyrażane stosunkiem amplitudy impulsu napięciowego na wyjściu do ładunku wejściowego, zakres liniowości wzmocnienia, czas narastania impulsu wyjściowego, parametry szumowe oraz pobór mocy przez układ.

Pomiary właściwości układów doświadczalnych przeprowadzono przy użyciu zestawu pomiarowego złożonego z odpowiednich zasilaczy, generatora oraz oscyloskopu cyfrowego. Konieczność podawania małych ładunków na wejście układu rozwiązano poprzez użycie dzielnika pojemnościowego przy czym źródłem sygnału był generator impulsów napięciowych. Zależność między ładunkiem na wejściu badanego układu a amplitudą sygnału napięciowego określono na podstawie symulacji elektrycznej. Przykładowy przebieg impulsu prądowego na wejściu układu I_{IN} (odpowiadający ładunkowi na wejściu 20 fC) widoczny jest na rys. 4 (wersja NVIC2).



Rys. 6. Impuls napięciowy na wyjściu wzmacniacza

Na rys. 6 pokazano przykładowy kształt napięciowego impulsu zmierzonego na wyjściu wzmacniacza (kanał 2 oscyloskopu) przy ładunku wejściowym ok. 11 fC. Widoczne jest, że czas narastania impulsu wynosi ok. 130 ns. Wyniki pomiarów zależności amplitudy impulsu napięciowego na wyjściu od oszacowanej wartości ładunku podawanego na wejście układu dla dwóch wersji konstrukcyjnych przedstawiono na rys. 7. Charakterystyka V_{out} 1 odnosi się do wersji NVIC1 natomiast charakterystyka



Rys. 7. Charakterystyka zależności amplitudy napięcia wyjściowego od ładunku na wejściu układu

V_{out2} dotyczy wersji NVIC2. W przypadku NVIC1 wzmocnienie napięcie — ładunek wynosi ok. 50 mV/fC, a zakres liniowości charakterystyki ograniczony jest do 10 fC. Dla układu NVIC2 wzmocnienie wynosi ok. 26 mV/fC a charakterystyka jest liniowa w zakresie od 0 do 30 fC. Właściwości szumowe wzmacniaczy impulsów ładunkowych stosowanych w systemach detekcji promieniowania jonizującego wyrażane są w równoważnym ładunku szumów odniesionych do wejścia — ENC (Equivalent Noise Charge). ENC wyrażany w elektronach obliczany jest z wzoru:

$$ENC = V_{nRMS} / A_{VQ}$$

gdzie:

V_{nRMS} — scałkowane napięcie szumów na wyjściu układu [V]

A_{VQ} — wzmocnienie układu wyrażane jako stosunek amplitudy napięcia na wyjściu do ładunku wejściowego [V/C].

Napięcie szumów V_{nRMS} mierzono przy użyciu oscyloskopu cyfrowego typu TDS 644B firmy Tektronix, wykorzystując możliwość bezpośredniego pomiaru wartości skutecznej napięcia (RMS). W wyznaczaniu wartości V_{nRMS} uwzględniono napięcie szumów tła. Wzmocnienie układu A_{VQ} określano z nachylenia prostoliniowego odcinka charakterystyki zależności amplitudy napięcia wyjściowego V_{out} od ładunku wejściowego Q_{in} . Obliczone przy użyciu podanego wyżej wzoru ENC wynosi dla układu NVIC1 ok. 1300

elektronów (przy szacowaniu). Na rys. położonych ok. 11 fC po z generatora

Tek

1→

3→
4→
2→

Ry

L.p.

1

2

3

4

5

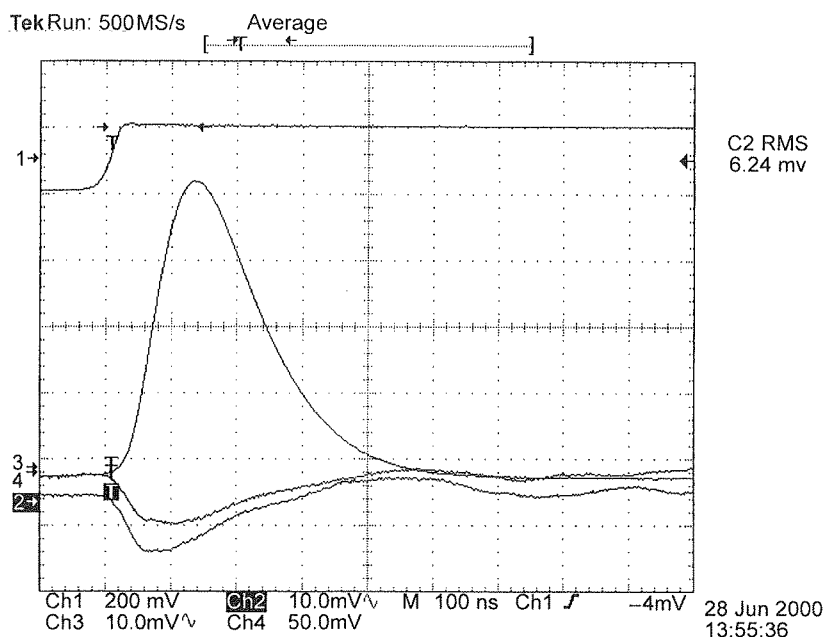
6

7

8

elektronów (ok. 0,2 fC) natomiast dla wersji NVIC2 ok. 1700 elektronów (ok. 0,27 fC) przy szacowanej całkowitej pojemności wejściowej wzmacniacza ok. 10 pF.

Na rys. 8 pokazano oscylogram ilustrujący wpływ wzajemnego oddziaływania położonych obok siebie w układzie scalonym torów wzmacniających. Impuls ładunkowy ok. 11 fC podawany był na wejście środkowego toru wzmacniacza: impuls napięciowy z generatora widoczny jest na kanale 1 oscyloskopu, impuls wyjściowy na kanale 4



Rys. 8. Oscylogram ilustrujący efekt oddziaływania na siebie torów wzmacniających

Tabela 1

Parametry charakterystyczne układu

L.p.	Nazwa parametru	Jednostka	NVIC1	NVIC2
1	Wzmocnienie napięcie/ładunek	mV/fC	50	26
2	Zakres liniowości wzmocnienia	fC	0÷10	0÷30
3	Równoważny ładunek szumów ENC	elektrony	1300	1700
4	Czas narastania impulsu wyjściowego przy $Q_m \approx 11$ fC	ns	110	130
5	Prąd polaryzacji stopnia napięciowego	μA	7	5
6	Pobór mocy	μW	460	400
7	Prąd polaryzacji stopnia prądowego	μA	3	
8	Napięcie zasilania	V	5; 2,5; 0	

(czułość 50 mV/działkę). Na kanałach 2 i 3 (czułość 10 mV/działkę) mierzono impulsy napięciowe na wyjściach sąsiadujących z obu stron torów wzmacniających. Można zauważyć, że impulsy na wyjściach niepobudzanych torów są odwrócone w fazie względem sygnału użytecznego a ich amplitudy nie przekraczają wartości 10 mV wobec amplitudy właściwego impulsu większej od 200 mV.

W tablicy powyżej zestawiono uzyskane parametry charakterystyczne dwóch badanych wersji konstrukcyjnych układu wzmacniacza.

4. DYSKUSJA WYNIKÓW

Jak pokazują wyniki pomiarów przyjęte rozwiązanie konstrukcyjne wzmacniacza impulsów ładunkowych przeznaczonego do wzmacniania sygnałów pochodzących z detektorów promieniowania jonizującego (sensorów pojemnościowych) charakteryzuje się dużą szybkością działania w porównaniu z klasycznymi wzmacniaczami napięciowymi oraz dość dobrymi właściwościami szumowymi przy małym poborze mocy.

Uzyskane wzmocnienie układu wyrażone stosunkiem amplitudy impulsu napięciowego na wyjściu do ładunku podawanego na wejście rzędu kilkudziesięciu mV/fC odpowiada średnim wartościom uzyskiwanym we wzmacniaczach napięciowych. Wyższa wartość wzmocnienia wersji konstrukcyjnej NVIC1 względem NVIC2 wynika z dwóch przyczyn: większej wartości pojemności C układu sprzężenia oraz większego prądu polaryzacji stopnia napięciowego układu. Kształt impulsu napięciowego na wyjściu układu (podobny w obu wersjach układu) wskazuje na dużą szybkość układu co jest cechą charakterystyczną wzmacniaczy prądowych. Uzyskany czas narastania impulsu w granicach 100÷150 ns, zależny od wartości ładunku wejściowego, jest o jeden rząd mniejszy od typowych czasów, którymi charakteryzują się wzmacniacze napięciowe. Pozwala to na stosowanie tego typu wzmacniaczy do odczytu sygnałów z detektora z częstotliwością przekraczającą 1 MHz.

Właściwości szumowe wyrażone równoważnym ładunkiem szumów odniesionym do wejścia (ENC) układu są lepsze niż uzyskiwane dla wzmacniaczy prądowych [2] lecz gorsze od otrzymywanych w przypadku wzmacniaczy napięciowych [1]. Poprzez zmianę wartości elementów układu sprzężenia obu stopni można obniżyć poziom ENC kosztem zmniejszenia wzmocnienia. Otrzymane wartości ENC wyrażone w elektronach odpowiadają ładunkom w zakresie 0,2÷0,27 fC. Przyjmując minimalny dopuszczalny stosunek sygnału do szumu równy 10 minimalny zakres użyteczny ładunków wejściowych dla badanych układów wynosi 2,7÷10 fC. Odpowiada to zakresowi energii promieniowania od ok. 60 keV do ok. 220 keV. Rezultaty badania wzajemnego oddziaływania na siebie torów wzmacniających położonych obok siebie w układzie scalonym wykazały, że użyte zabiegi w odpowiednim zaprojektowaniu topografii układu dały wynik pozytywny. Zagadnienie to jest bardzo ważne w realizacji układów wielokanałowych stosowanych w systemach wykorzystujących detektory paskowe lub pikselowe. Zaobserwowane impulsy na wyjściach torów nieaktywnych, które są rezultatem sprzężeń pozożytniczych nieuniknionych w monolitycznych układach scalonych, zarówno ze względu na inwersję jak i małą amplitudę są całkowicie nieszkodliwe.

Przedstawia...
niacza ładun...
wszy stopień...
jako drugi st...
scalony wzma...
nany w techn...
oraz scharak...
rozwiązanie p...
cych się duża...
oraz dobrymi...
możliwa jest...
wartości elen...
specjalnego p...
działywanie n...
rozwiązania w

1. Y. Hu, E. N. Nuclear Instru
2. F. Anginol particle detect
3. Z. Wang: Wi 26, nr. 8, p. 54
4. E. Bruun: AV Proc 1997, vol
5. M. Ayachi, cell. Analog In
6. A. Payne, C. and Syst — I
7. W. Podmiotko, nowej, Warsza

Pracę wykonano w

LO

In the paper r...
ionising radiation...
two-stage amplifie

5. PODSUMOWANIE

Przedstawiono nowe rozwiązanie konstrukcyjne scalonego dwustopniowego wzmacniacza ładunkowego, zrealizowanego w technologii CMOS, wykorzystujące jako pierwszy stopień wzmacniacz prądowy (transrezystancyjny) pracujący w klasie AB oraz jako drugi stopień wzmacniacz napięciowy w konfiguracji składanej kaskody. Układ scalony wzmacniacza został zaprojektowany w dwóch wersjach konstrukcyjnych, wykonany w technologii CMOS $0,8\mu\text{m}$ z podwójnym polikrzemem i podwójną metalizacją oraz scharakteryzowany. Przedstawione wyniki badań wskazują, że zaproponowane rozwiązanie pozwala na realizację wzmacniaczy impulsów ładunkowych charakteryzujących się dużą szybkością działania ($>1\text{ MHz}$) przy małym poborze mocy ($<500\text{ }\mu\text{W}$) oraz dobrymi właściwościami szumowymi. Zachowując niski poziom poboru mocy możliwa jest w pewnych granicach optymalizacja szumowa układu poprzez dobór wartości elementów układu sprzęgającego oba stopnie układu. Przyjęta metodyka specjalnego projektowania topografii układu scalonego zredukowała wzajemne oddziaływanie na siebie kanałów wzmacniających co umożliwia stosowanie badanego rozwiązania w układach wielokanałowych.

BIBLIOGRAFIA

1. Y. Hu, E. Nygard: *A new design of a low noise, low power consumption CMOS charge amplifier*. Nuclear Instruments and Methods in Physics Research 1995, vol A 365, p. 193–197.
2. F. Anginolfi et al: *ICON, a current mode preamplifier in CMOS technology for use with high rate particle detectors*. IEEE Trans. on Nuclear Science 1993, vol. 40, nr 3, p. 271–274.
3. Z. Wang: *Wide band AB (push-pull) current amplifier in CMOS technology*. Electronics Letters 1990, vol. 26, nr. 8, p. 543–545.
4. E. Bruun: *Analysis of the noise characteristics of CMOS current conveyors*. Analog Int. Circ. and Sign. Proc 1997, vol. 12, nr 4, p. 71–78.
5. M. Ayachi, S. Bouvier, M. Schaeffer: *A high speed low input impedance current pulse amplifier cell*. Analog Int. Circ. and Sign. Processing 1995, vol. 7, nr 3, p. 261–272.
6. A. Payne, C. Toumazou: *Analog amplifiers: classification and generalization*. IEEE Trans. on Circ. and Syst — I 1996, vol. 43, nr 1, p. 43–50.
7. W. Podmiotko, A. Szymański, D. Ładziak: Raport wewnętrzny, Instytut Technologii Elektrotechnicznej, Warszawa, 1998.

Pracę wykonano w ramach grantu KBN 8T11B 03614.

W. PODMIOTKO, A. SZYMAŃSKI

LOW NOISE, CURRENT-VOLTAGE INTEGRATED CHARGE AMPLIFIER

Summary

In the paper new design and experimental results of integrated charge amplifier destined for readout of ionising radiation detectors are presented. In the design the AB class current amplifier has been used. The two-stage amplifier is consisted of a current preamplifier stage and a voltage amplifier stage coupled by C-R-C

type circuit. The circuit has been designed in two versions, realised in double polysilicon, double metal CMOS 0.8 μm process and characterised. Results of measurements showed that the developed prototypes can perform with high rate ($>1\text{MHz}$) at low supply power ($500<\mu\text{W}$) and with good noise properties. Noise performance can be optimised in some limits by choice of coupling circuit elements values.

Keywords: charge amplifier, current-mode circuit, low-noise amplifier

Aanaliz
real
tra

W a
kowych (C
ściowych
przeprow
-power. V
i sieci us
jami kom
MOS w t
kilku pro
stosowan

Słowa kl

Obecnie
nymi systema
rozwój badań
sobą wykorzy
stawową zale
możliwość pr
Sieci Neu
mułowane w
ponad 700 po

Aanaliza i projektowanie sieci neuronowych komórkowych realizowanych w technice układowej wzmacniaczy transkonduktacyjnych jedno- i wielowejściowych

JACEK KOWALSKI, TOMASZ KACPRZAK

Instytut Elektroniki, Politechnika Łódzka

Otrzymano 2000.07.24

Autoryzowano 2001.02.07

W artykule przedstawiono analizę i metody projektowania Sieci Neuronowych Komórkowych (SNK) realizowanych z zastosowaniem wzmacniaczy transkonduktacyjnych jednowejściowych OTA i wzmacniaczy transkonduktacyjnych wielowejściowych MIOTA. Analizę przeprowadzono wykorzystując model tranzystora MOS Shichmana-Hodgesa oraz model *alpha-power*. Wyjaśniono sposób projektowania na przykładach SNK detektora elementów spójnych i sieci usuwającej szum z obrazu binarnego. Rezultaty projektowania potwierdzono symulacjami komputerowymi programem SPICE z wykorzystaniem parametrów modelu tranzystora MOS w technologii MIETEC 2.4 μm . Metody, które użyto do zaprojektowania i wykonania kilku prototypowych układów SNK o niewielkiej liczbie komórek, mogą być również zastosowane do projektowania dużych układów scalonych.

Słowa kluczowe: sieci neuronowe komórkowe, układy CMOS VLSI, ASIC, przetwarzanie informacji obrazowej.

1. WSTĘP

Obecnie jedną z szybko rozwijających się dziedzin nauki, związaną z nowoczesnymi systemami przetwarzania informacji, są sztuczne sieci neuronowe. Dynamiczny rozwój badań w tym zakresie jest wynikiem potencjalnych możliwości jakie niesie ze sobą wykorzystanie sieci neuronowych w różnych dziedzinach nauki i techniki. Podstawową zaletą sieci neuronowych jest ich zdolność do pracy równoległej, co daje możliwość projektowania systemów o dużych mocach przetwarzania informacji.

Sieci Neuronowe Komórkowe (SNK), których podstawy teoretyczne zostały sformułowane w pracy [1] a następnie rozwinięte w publikacjach obejmujących łącznie ponad 700 pozycji na świecie, między innymi [2–33], stanowią atrakcyjne narzędzie dla

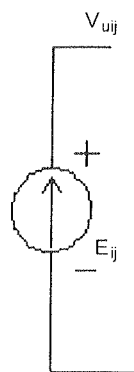
realizacji wielu operacji z dziedziny przetwarzania obrazów. Wynika to przede wszystkim z architektury sieci, która w przypadku dwuwymiarowym konfiguracji komórek odzwierciedla strukturę obrazu, oraz z uwagi na fakt iż wiele operacji przetwarzania obrazów wykorzystuje metody filtracji splotowej, naturalnej do realizacji w *SNK*. Atrakcyjność koncepcji *SNK* podwyższają liczne doniesienia na temat ich realizacji fizycznej w formie układu scalonego VLSI o coraz to większym rozmiarze [2, 3, 6, 18, 23–26, 28, 30, 31]. Układy scalone *SNK* zawierają już matryce komórek o rozmiarze 64 wierszy na 64 kolumny i składają się z ponad miliona tranzystorów MOS [25, 31]. *SNK* należą do klasy układów dynamicznych, których działanie opisuje równanie różniczkowe nieliniowe pierwszego rzędu. Zbiór rozwiązań tego równania jest bardzo duży, zależy bowiem od stałych parametrów sieci zwanych szablonem, które charakteryzują sposób oddziaływania każdej komórki z jej sąsiadami. Szablon sieci przechowuje algorytm przetwarzania i może być uważany za odpowiednik programu komputerowego w przypadku komputerów konwencjonalnych.

Funkcją realizowaną przez sieć jest sekwencja w kolejnych krokach czasowych operacji korelacji wzajemnej sygnałów sterujących z operatorami szablonu. Pomimo tego, że zasięg oddziaływania operatorów jest lokalny to wynik przetwarzania może obejmować całą strukturę sieci w wyniku dyfuzji rezultatów przetwarzania w każdym kroku czasowym. *SNK* przetwarzają sygnały odpowiadające obrazom, bowiem poziomy jasności elementów obrazu są reprezentowane w sieci przez sygnały (prądy lub napięcia w realizacjach elektronicznych) komórek odpowiadających danym pikselom.

Mogą występować trzy źródła obrazu wejściowego poddanego przetwarzaniu: sygnał wejściowy komórki, warunek początkowy komórki oraz jej polaryzacja. Ta wielość postaci informacji o obrazach wejściowych stwarza możliwość projektowania sieci dla obrazów zmieniających się w czasie lub sekwencji obrazów, a także programowania wykonywanych funkcji, co stanowi o bardzo dużym potencjale sieci neuronowych komórkowych w zakresie przetwarzania obrazów w czasie rzeczywistym.

Regularność architektury *SNK* sprawia, że nadają się one dobrze do realizacji technicznych w postaci specjalizowanych półprzewodnikowych układów scalonych, zwłaszcza dla przypadku sieci o oddziaływaniach w obrębie najbliższego sąsiedztwa. Tego typu prace są prowadzone w kilku ośrodkach badawczych na świecie (m. in. w USA, Hiszpanii, Finlandii, Niemczech) i świadczą o wadze tej nowej technologii informatycznej dla rozwiązania wielu złożonych problemów przetwarzania obrazów w czasie rzeczywistym. Obszar zastosowań specjalizowanych procesorów półprzewodnikowych o strukturze sieci neuronowych komórkowych obejmuje zagadnienia najnowszych technologii w zakresie systemów czasu rzeczywistego, telekomunikacji, informatyki, robotyki, diagnostyki technicznej i medycznej, układów sensorycznych i sztucznej inteligencji, itp. O tym, czy *SNK* w postaci układów scalonych znajdą zastosowania praktyczne zadecyduje koszt wykonania i zasięg popularyzacji tych rozwiązań, pokazujący szczególnie ich zalety. To z kolei jest zależne od poziomu rozwojowych prac eksperymentalnych, ukierunkowanych na wytworzenie serii prototypowych i sprawdzenie ich technicznych parametrów w różnych zastosowaniach. W niniejszym artykule

przedstawia
nych analogo
Naturaln
w koncepcji
konduktancji



Równanie sta

gdzie odcinko

Na rys. 1 źró
i jest wyrażon

zaś źródło p
komórek sąsi

ęde wszyst-
cji komórek
zetwarzania
cji w SNK.
ch realizacji
[2, 3, 6, 18,
ozmiarze 64
5, 31]. SNK
nie różnicz-
bardzo duży,
arakteryzują
przechowuje
puterowego

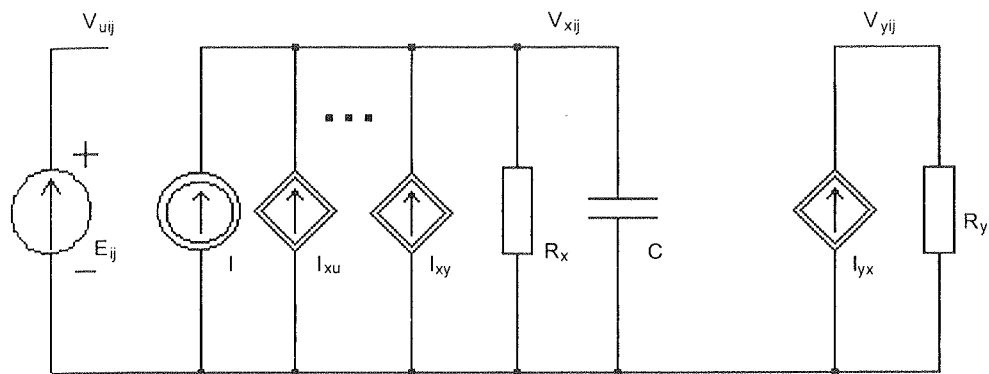
a czasowych
nu. Pomimo
rzenia może
a w każdym
em poziomy
lub napięcia
n.

zetwarzaniu:
aryzacja. Ta
aż projekt-
ów, a tak-
m potencjałe
zasie rzeczy-

do realizacji
w scalonych,
o sąsiedztwa.
iecie (m. in.
j technologii
nia obrazów
półprzewod-
enia najnow-
ikacji, infor-
nych i sztucz-
zastosowania
zań, pokazu-
jowych prac
ych i spraw-
zym artykule

przedstawia się jedną z koncepcji projektowania SNK w postaci układów elektronicznych analogowych VLSI w technologii CMOS.

Naturalną koncepcją realizacji CMOS modelu obwodowego komórki Chua'y [1] w koncepcji napięciowej przedstawionego na rys. 1, jest technika wzmacniaczy transkonduktancyjnych jedno- i wielowejsściowych.



Rys. 1. Model obwodowy komórki w koncepcji napięciowej

Równanie stanu komórki w koncepcji napięciowej jest wyrażone następująco:

$$C \frac{dV_{xij}}{dt} = -\frac{V_{xij}}{R_x} + \sum_{C(k,l) \in N_s(i,j)} A(i,j;k,l) V_{ykl} + \sum_{C(k,l) \in N_s(i,j)} B(i,j;k,l) V_{ukl} + I \quad (1a)$$

gdzie odcinkowo-liniowa funkcja wyjścia jest opisana następującym wzorem:

$$V_{yij} = \frac{1}{2} (|V_{xij} + V_{\phi}| - |V_{xij} - V_{\phi}|) \quad (1b)$$

Na rys. 1 źródło prądowe I_{xu} reprezentuje sumę sterowań napięciami wejściowymi V_{ukl} i jest wyrażone następującym wzorem:

$$I_{xu} = \sum_{C(k,l) \in N_s(i,j)} B(i,j;k,l) V_{ukl} \quad (2)$$

zaś źródło prądowe I_{xy} reprezentuje sumę sterowań napięciami wyjściowymi V_{ykl} komórek sąsiedztwa i wyraża się wzorem:

$$I_{xy} = \sum_{C(k,l) \in N_s(i,j)} A(i,j;k,l) V_{ykl} \quad (3)$$

Maksymalne znormalizowane (dla $V_Q = 1V$) napięcie stanu V_{xmax} w komórce *SNK* nie przekracza wartości określonej wzorem (4):

$$V_{xmax} = 1 + R_x |I| + R_x \sum_{C(k,l) \in N_r(i,j)} (|A(i,j;k,l)| + |B(i,j;k,l)|) \quad (4)$$

Aby sieć komórkowa neuronowa pracowała prawidłowo, w komórce musi być zapewniona swobodna ewolucja zmiennej stanu dla zakresu opisanego wzorem (4).

Bezpośrednie zastąpienie w realizacji CMOS każdego sterowanego źródła prądowego w modelu obwodowym komórki z rys. 1 odpowiednim wzmacniaczem transkonduktancyjnym wymaga użycia dużej liczby tranzystorów MOS. Ponieważ sumowanie prądów z komórek sąsiednich sterujących daną komórką odbywa się w jednym węźle zmiennej stanu, zatem jest możliwe zastosowanie w komórce jednego wzmacniacza transkonduktancyjnego jednowejściowego OTA z wieloma wyjściami lub wzmacniacza wielowejściowego MIOTA (Multiple Input OTA).

2. MODEL KOMÓRKI WYKORZYSTUJĄCY WZMACNIACZ JEDNOWEJŚCIOWY OTA

Jedną z metod realizacji CMOS VLSI sieci neuronowych komórkowych pracujących w trybie napięciowym jest realizacja z wykorzystaniem układów wzmacniaczy jednowejściowych OTA (Operational Transconductance Amplifier) [2, 3]. Schemat ideowy podstawowego układu wzmacniacza OTA przedstawia rys. 2. Oznaczmy przez V_r napięcie różnicowe rozważanego wzmacniacza OTA:

$$V_r = V_{i2} - V_{i1} \quad (5)$$

Założmy, że tranzystory pary różnicowej *M2* i *M3* są identyczne oraz posiadają parametr transkonduktancji oznaczony jako β_r , oraz tranzystory *M4* i *M5* są także identyczne. Używając modelu tranzystora *Level 1* z parametrem $LAMBDA = 0$ oraz pomijając oddziaływanie napięcia podłoża można wyprowadzić wzór określający charakterystykę przejściową wzmacniacza OTA:

$$I_o = \begin{cases} I_{sat} & \text{dla } V_r \geq \sigma \\ \beta_r V_r \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_r} - \frac{1}{4} V_r^2} & \text{dla } -\sigma < V_r < \sigma \\ -I_{sat} & \text{dla } V_r \leq -\sigma \end{cases} \quad (6)$$

Charakterystyka przejściowa wzmacniacza transkonduktancyjnego opisana wzorem (6) jest przedstawiona na rys. 3. Parametr wzmacniacza σ występujący na rys. 3 oznacza napięcie wejściowe różnicowe, przy którym następuje nasycenie prądu wyjściowego I_o .

Parametr t
nicowej *M2*

orce SNK nie

(4)

i być zapew-
(4).

źródła prądo-
em transkon-
ż sumowanie
ednym węzle
wzmacniacza
wzmacniacza

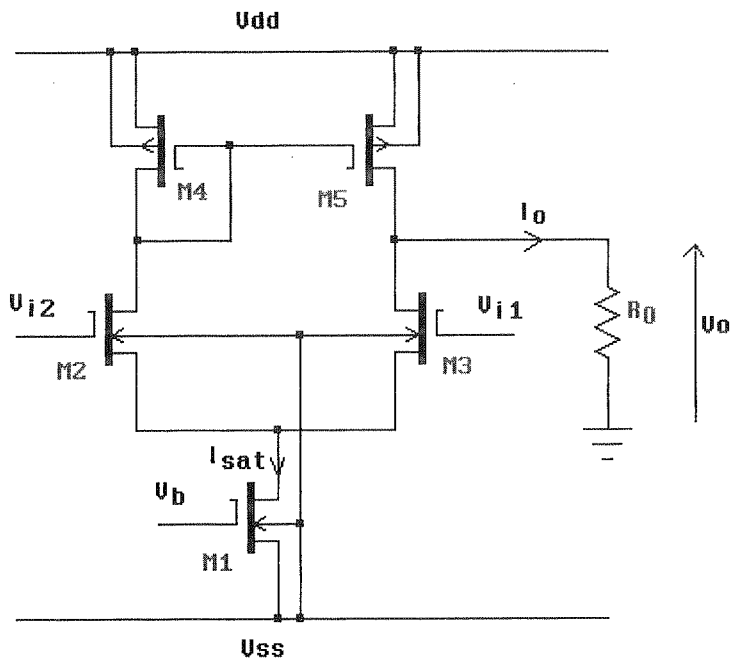
ych pracują-
wzmacniaczy
[3]. Schemat
naczmy przez

(5)

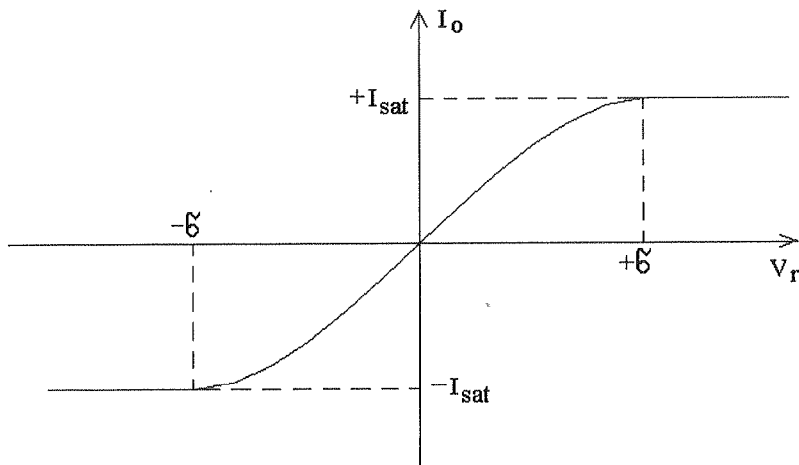
dają parametr
e identyczne.
az pomijając
arakterystykę

(6)

a wzorem (6)
ys. 3 oznacza
yściowego I_o .



Rys. 2. Układ podstawowy wzmacniacza transkonduktancyjnego OTA



Rys. 3. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza transkonduktancyjnego OTA

Parametr ten zależy od współczynnika transkonduktancji β_r tranzystorów pary różnicowej M2 i M3 oraz od prądu I_{sat} źródła prądowego zbudowanego na tranzystorze M1:

$$\sigma = \sqrt{\frac{2I_{sat}}{\beta_r}} \quad (7)$$

Małosygnałowa transkonduktancja wzmacniacza OTA dla napięcia różnicowego $V_r = 0$ jest określona następującym wzorem:

$$g = \sqrt{\beta_r I_{sat}} \quad (8)$$

Aby wzmacniacz transkonduktancyjny OTA pracował poprawnie wszystkie jego tranzystory MOS muszą znajdować się stale w obszarze nasycenia w całym zakresie zmian sygnałów wejściowych i wyjściowych. Zakładając zakres zmian sygnałów wejściowych od V_{imin} do V_{imax} i wyjściowych od V_{omin} do V_{omax} można wyprowadzić nierówności określające minimalne wymiary poszczególnych tranzystorów we wzmacniaczu OTA, korzystając z najprostszego modelu tranzystora MOS *Level 1*. Nierówność (9) poprzez współczynnik transkonduktancji β_{M1} określa wymiary tranzystora *M1*, pracującego jako źródło prądowe. Spełnienie tej nierówności gwarantuje stałą pracę tranzystora *M1* w zakresie nasycenia i tym samym stałość prądu polaryzacji pary różnicowej I_{sat} :

$$V_{SS} + \sqrt{\frac{2I_{sat}}{\beta_{M1}}} < V_{imin} - V_{Tr} - \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_r}} \quad (9)$$

Kolejna nierówność (10) poprzez współczynnik transkonduktancji β_{M4} określa minimalne wymiary tranzystora *M4*, które gwarantują stałą pracę tranzystora *M2* w zakresie nasycenia.

$$V_{DD} - \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_{M4}}} - V_{TM4} > V_{imax} - V_{Tr} \quad (10)$$

Nierówności (11), (12) zapewniają pracę w zakresie nasycenia tranzystorów odpowiednio *M3* oraz *M5*:

$$V_{omin} > V_{imax} - V_{Tr} \quad (11)$$

$$V_{omax} < V_{DD} - \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_{M5}}} \quad (12)$$

Układ wzmacniacza transkonduktancyjnego OTA z rys. 2 posiada tylko jedno wyjście co nie jest korzystne dla realizacji sieci neuronowych komórkowych. Częściej stosowanym układem OTA jest wzmacniacz transkonduktancyjny wielowyjściowy, którego schemat ideowy zaprezentowano na rys. 4 [2, 3]. Wzmacniacz ten posiada charakterystykę przejściową o kształcie jak na rys. 3, lecz poziom jej nasycenia wynosi $I_{sat}/2$, zaś transkonduktancja jest o połowę mniejsza co wynika z odmiennego połączenia zwierciadeł prądowych w układzie. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza OTA z rys. 4 jest opisana wzorem (13):

gdzie V_r jest
odwrotną fa

Małosygnałowa
różnicowego

Aby wielow
wszystkie je
zakresie zm
w zakresie
wzorem (9).
współczynni

owego $V_r = 0$

(8)

ie jego tran-
kresie zmian
ów wejścio-
dzicie nierów-
e wzmacnia-
Nierówność
zystora $M1$,
e stałą pracę
aryzacji pary

(9)

śła minimal-
2 w zakresie

(10)

w odpowied-

(11)

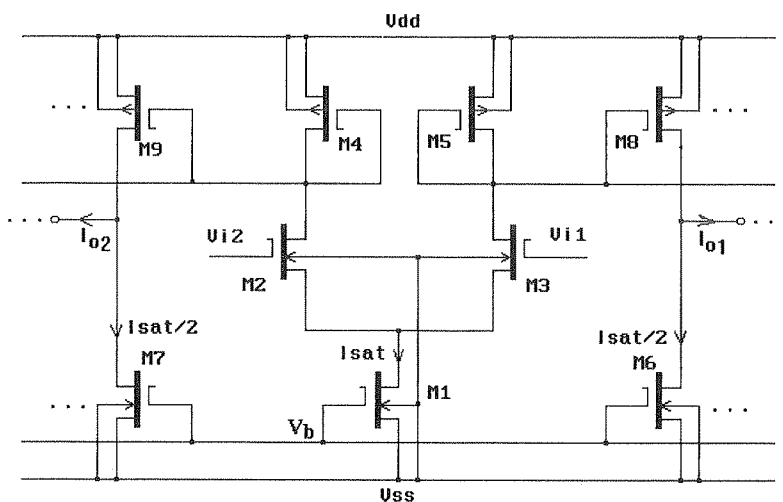
(12)

edno wyjście
ciej stosowa-
wy, którego
charakterys-
si $I_{sat}/2$, zaś
żenia zwier-
niacza OTA

$$I_0 = \begin{cases} \frac{1}{2} I_{sat} & \text{dla } V_r \geq \sigma \\ \frac{1}{2} \beta_r V_r \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_r} - \frac{1}{4} V_r^2} & \text{dla } -\sigma < V_r < \sigma \\ -\frac{1}{2} I_{sat} & \text{dla } V_r \leq -\sigma \end{cases} \quad (13)$$

gdzie V_r jest opisane wzorem (5), zaś σ opisuje wzór (7). Prąd I_{O1} na drugim wyjściu ma odwrotną fazę niż I_{O2} , czyli:

$$I_{O1} = -I_{O2} \quad (14)$$



Rys. 4. Wzmacniacz transkonduktancyjny OTA wielowyjściowy

Małosygnałowa transkonduktancja wielowyjściowego wzmacniacza OTA dla napięcia różnicowego $V_r = 0$ jest określona następującym wzorem:

$$g = \frac{1}{2} \sqrt{\beta_r I_{sat}} \quad (15)$$

Aby wielowyjściowy wzmacniacz transkonduktancyjny OTA pracował prawidłowo, wszystkie jego tranzystory MOS muszą znajdować się w obszarze nasycenia w całym zakresie zmian napięć wejściowych i wyjściowych. Warunek pracy tranzystora $M1$ w zakresie nasycenia jest taki sam jak dla poprzedniego układu OTA i jest opisany wzorem (9). Aby tranzystory pary różnicowej $M2, M3$ pracowały w zakresie nasycenia, współczynniki transkonduktancji tranzystorów $M4$ i $M5$ muszą spełniać nierówność (10).

Aby tranzystory $M6$, $M7$ oraz $M8$, $M9$ pracowały w zakresie nasycenia muszą być narzucone ograniczenia na minimalne napięcia wyjściowe V_{omin} oraz maksymalne napięcia wyjściowe V_{omax} według wzorów, odpowiednio (16) i (17):

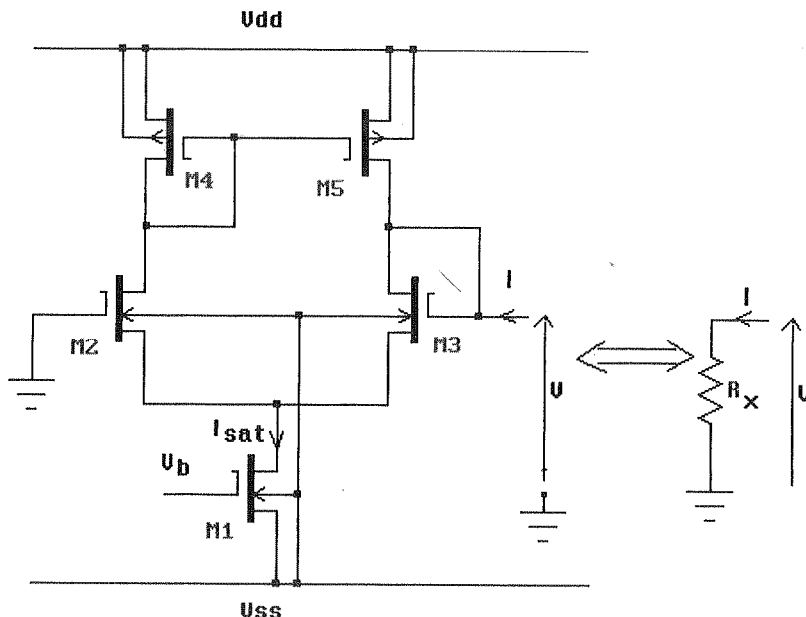
$$V_{omin} > V_{SS} + \sqrt{\frac{2I_{sat}}{\beta_{M1}}} \quad (16)$$

$$V_{omin} < V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{sat}}{\beta_{M5}}} \quad (17)$$

Analizując wzory (11) oraz (16) można stwierdzić, że zaletą układu z rys. 4 jest szerszy zakres napięć wyjściowych w porównaniu z układem z rys. 2. Z kolei zaletą układu z rys. 2 jest możliwość prostej realizacji CMOS opornika liniowego R_x (rys. 1) tak, jak to pokazano na rys. 5. Rezystancja zastępcza układu z rys. 5 widziana z zacisków bramki tranzystora $M3$ i punktu wspólnego (masy) jest równa odwrotności transkonduktancji wzmacniacza OTA:

$$R_x = \frac{1}{g} \quad (18)$$

Warunkiem liniowej pracy takiej rezystancji jest, aby napięcie wejściowe nasycenia charakterystyki przejściowej σ było znacznie większe od wartości maksymalnego napięcia stanu określonego wzorem (4).



Rys. 5. Realizacja opornika R_x przy użyciu wzmacniacza transkonduktancyjnego OTA

Do real
i oraz funk
ciowego wz
wzmacniacz
obwodowym
wiele właści
tyka wyjści
Konsekwenc
kładnie bina
nie uzyskan
stabilnym S
analizy sigm
konduktancy

Rys. 6.

Z odcink
wynika, że o

oraz

więc

muszą być maksymalne

(16)

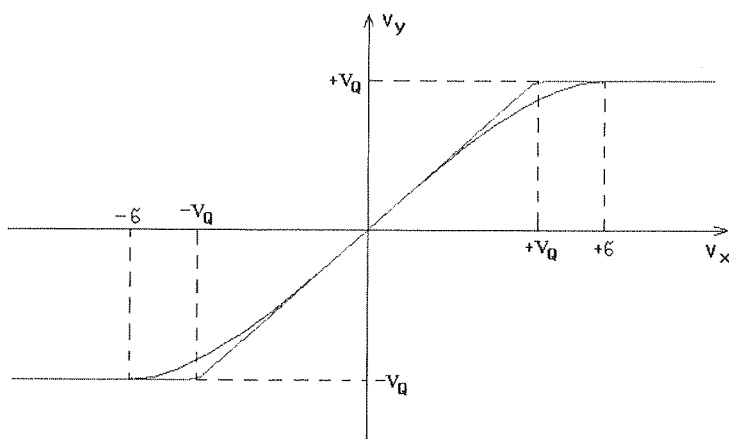
(17)

szerszy zakres z rys. 2 to pokazano tranzystora M3 iacza OTA:

(18)

e nasycenia maksymalnego

Do realizacji prądowych źródeł sterowanych napięciem w modelu komórki z rys. 1 oraz funkcji wyjścia opisanej wzorem (1b) lepszym rozwiązaniem jest układ wielowyjściowego wzmacniacza transkonduktancyjnego OTA z rys. 4. Niedoskonałością takiego wzmacniacza jest jego sigmoidalna funkcja przejściowa (wzór 13), podczas gdy w modelu obwodowym z rys. 1 funkcja ta jest odcinkowo-liniowa (wzór 1b). Zostało wykazane, że wiele właściwości sieci neuronowych komórkowych nie ulega zmianie, jeżeli charakterystyka wyjściowa komórki zostanie zmieniona z odcinkowo-liniowej na sigmoidalną [8]. Konsekwencją sigmoidalnej funkcji wyjścia komórki jest niemożliwość osiągnięcia dokładnie binarnych wartości sygnałów wyjściowych w stabilnym stanie równowagi. Żądanie uzyskania takich wartości binarnych jest zastąpione wymaganiem, aby w stanie stabilnym *SNK* sygnały wyjściowe mieściły się w ściśle określonych zakresach. W celu analizy sigmoidalna funkcja wyjścia w komórce zrealizowanej na wzmacniaczach transkonduktancyjnych OTA jest aproksymowana funkcją odcinkowo-liniową tak jak na rys. 6.



Rys. 6. Odcinkowo-liniowa aproksymacja sigmoidalnej funkcji wyjścia komórki zrealizowanej w oparciu o wzmacniacz transkonduktancyjny OTA

Z odcinkowo-liniowej aproksymacji funkcji wyjścia komórki przedstawionej na rys. 6 wynika, że odpowiednikiem binarnej jedynki jest wartość napięcia V_Q [2]. Ponieważ:

$$R_x = \frac{1}{g} = \frac{1}{\sqrt{\beta_r I_{sat}}} \quad (19)$$

oraz

$$V_Q = R_x I_{sat} \quad (20)$$

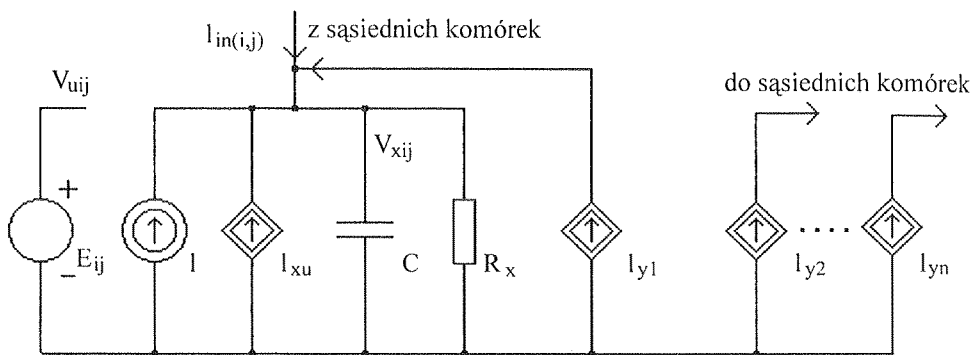
więc

$$V_Q = \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_r}} = \frac{\sigma}{\sqrt{2}} \quad (21)$$

OTA

Na rys. 4 przedstawiającym schemat ideowy wielowyjściowego wzmacniacza transkonduktancyjnego OTA współczynniki szablonu A wraz z funkcją wyjścia są zrealizowane na wyjściach wzmacniacza OTA. W związku z tym, nie jest konieczne realizowanie opornika R_y i model obwodowy komórki w koncepcji napięciowej z rys. 1 można uprościć do postaci, jak na rys. 7. Model obwodowy komórki z rys. 7 stanowi podstawę opracowania jej realizacji CMOS w oparciu o wielowyjściowe wzmacniacze transkonduktancyjne OTA. W modelu tym źródła prądowe I_{xu} są sterowane napięciami wejściowymi V_{ukl} wszystkich komórek w ramach sąsiedztwa N_r . Wartości tych prądów są określone zależnościami:

$$I_{xu} = \sum_{C(k,l) \in N_r(i,j)} B(i,j;k,l) V_{ukl} \quad (22)$$



Rys. 7. Model obwodowy komórki w koncepcji napięciowej z realizacją wag szablonu A na wyjściach komórki

Dopływający do węzła sumacyjnego prąd $I_{in}(i,j)$ jest równy sumie prądów wyjściowych komórek sąsiedztwa z wyłączeniem własnego prądu wyjściowego komórki. Prąd ten jest wyrażony zależnością:

$$I_{in}(i,j) = \sum_{C(k,l) \in N_r(i,j), k \neq i, l \neq j} A(i,j;k,l) V_{ykl} \quad (23)$$

Źródła prądowe i_{yn} , dla $n = 1, 2, \dots, M$ (M jest liczbą komórek sąsiedztwa) reprezentują prądy wyjściowe komórek, określone wzorem:

$$i_{yn} = A(k,l;i,j) V_{yij} \quad (24)$$

przy czym źródło prądowe i_{y1} reprezentuje własne sprzężenie zwrotne. Sigmoidalna funkcja wyjścia dla przypadku realizacji na wzmacniaczu OTA jest określona wzorem (25):

gdzie

Sigmoidalną postacią kanc

Graficzny spo

Koncepcja (MIOTA-Mu) stanie do re pierwszy prze dwutranzystor le do obu r i MP2. Wej elektroda dre zwierciadła p chwilową na transkondukta kresie nasyc liniowym sum nością:

Wzmacniacz
wyjścia są
t konieczne
owej z rys.
s. 7 stanowi
wzmacniacz
napięciami
ych prądów

$$V_{yij} = \begin{cases} \frac{\sigma}{\sqrt{2}} & \text{dla } V_{xij} \geq \sigma \\ V_{xij} \sqrt{1 - \frac{V_{xij}^2}{2\sigma^2}} & \text{dla } -\sigma < V_{xij} < \sigma \\ -\frac{\sigma}{\sqrt{2}} & \text{dla } V_{xij} \leq -\sigma \end{cases} \quad (25)$$

gdzie

$$\sigma = \sqrt{2} V_Q \quad (26)$$

Sigmoidalną funkcję wyjścia opisaną wzorem (25) w celu analizy można aproksymować postacią kanoniczną funkcji odcinkowo-liniowej opisaną wzorem (27):

$$V_{yij} = \frac{1}{2} (|V_{xij} + V_Q| - |V_{xij} - V_Q|) \quad (27)$$

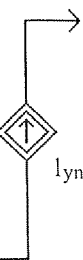
Graficzny sposób takiej aproksymacji prezentuje rys. 6.

3. MODEL KOMÓRKI Z WYKORZYSTANIEM WZMACNIACZA WIELOWEJŚCIOWEGO MIOTA

Koncepcja wielowejściowego wzmacniacza transkonduktancyjnego CMOS [10] (MIOTA-Multiple Input Operational Transconductance Amplifier) i jego wykorzystanie do realizacji układu komórki sieci neuronowej komórkowej była po raz pierwszy przedstawiona w pracach [4, 5, 6]. Wzmacniacz, rys. 8, składa się z szeregu dwutranzystorowych gałęzi z tranzystorami NMOS: *ML* i *MU*, dołączonych równolegle do obu ramion zwierciadła prądowego PMOS złożonego z tranzystorów *MP1* i *MP2*. Wejściami są bramki tranzystorów dolnych *ML*, natomiast wyjściem jest elektroda drenu tranzystora *MP2*. Gałęzie wejściowe przejmują prąd obu ramion zwierciadła prądowego, przy czym wartość prądu w gałęzi jest określona wartością chwilową napięcia wejściowego V_i oraz napięciem polaryzacji V_b , określającym transkonduktancję wejścia. Jeżeli tranzystory zwierciadła prądowego pracują w zakresie nasycenia ich charakterystyk statycznych, to układ jest przetwornikiem liniowym sumy algebraicznej prądów gałęzi w prąd wyjściowy I_o , zgodnie z zależnością:

$$I_o = I^+ - I^- = \sum_{k(+)} I_k^+ - \sum_{n(-)} I_n^- \quad (28)$$

komórek



W wyjściach komórki

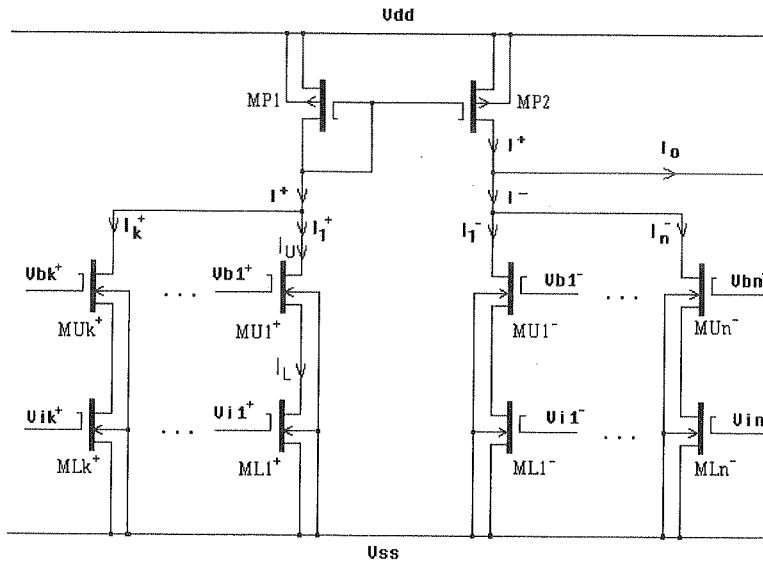
W wyjściowych
Prąd ten jest

(23)

reprezentują

(24)

Sigmoidalna
reślona wzo-



Rys. 8. Wielowejściowy wzmacniacz transkonduktancyjny (MIOTA)

przy czym we wzorze (28) przez (+) i (–) oznaczono gałęzie odpowiednio lewej i prawej strony wzmacniacza na rys. 8. W każdej gałęzi tranzystor dolny *ML* (*Lower*) pracuje w zakresie trydowym, górny zaś *MU* (*Upper*) w zakresie nasycenia. Analizę pracy gałęzi wykonuje się przyrównując prądy drenu tranzystorów, dolnego I_L i górnego I_U . Przyjmując do obliczeń wstępnych model klasyczny tranzystora MOS o kwadratowej charakterystyce przejściowej odpowiadający tzw. modelowi *Level 1* w programie *SPICE*, prądy te wyrażają się wzorami:

$$I_L = \beta_L \left[(V_{GSL} - V_T) V_{DSL} - \frac{1}{2} V_{DSL}^2 \right] \quad (29)$$

$$I_U = \frac{1}{2} \beta_U (V_{GSU} - V_T)^2 \quad (30)$$

przy czym β i V_T są parametrami modelu tranzystora, odpowiednio współczynnikiem transkonduktancyjnym i napięciem progowym. Z przyrównania prądów drenów obu tranzystorów otrzymujemy:

$$a \left[(V_{GSL} - V_T) V_{DSL} - \frac{1}{2} V_{DSL}^2 \right] = (V_{GSU} - V_T)^2 \quad (31)$$

przy czym współczynnik a jest równy $a = 2\beta_L/\beta_U$. Jeżeli wartość współczynnika a jest bliska 0, to zgodnie z (31) napięcie bramki względem źródła tranzystora *MU* jest prawie

równe wartości
dem źródła
wartość wsp
 L tranzystora
dolnego, tzn
charakteryst
zależnej od
źródła prądu
tykę przejści
 $V_{DSL} \cong V_b -$

przy czym
kowym (ang

Dla danych:
vel 1 z para
 $V_{DD} = 5 \text{ V}$,
wynosi np. d
to jeszcze b

Wyniki
jściowej do
(wzór 33), p
napięciem p
znak wartoś
tego czy jest

O ile sa
był optymal
Z analizy p
tranzystorów
nego. W ce
jmiemy, że r
przypadek p
owane wzgl
którą należy
tranzystora
mają wartoś
 $a \cong 2\lambda^2/(W_U$

równe wartości napięcia progowego $V_{GSU} \cong V_T$, a to znaczy że napięcie drenu względem źródła tranzystora ML jest równe w przybliżeniu $V_{DSL} \cong V_b - V_T - V_{SS}$. Bliska zeru wartość współczynnika a oznacza, że stosunek szerokości W do długości kanału L tranzystora górnego jest znacznie większy od analogicznego stosunku dla tranzystora dolnego, tzn. $(W/L)_U \gg (W/L)_L$. W takich warunkach pracy dolny tranzystor ma charakterystyki wyjściowe zbliżone do charakterystyk liniowego rezystora o wartości zależnej od napięcia wejściowego V_i , natomiast tranzystor górny pełni rolę idealnego źródła prądowego. W celu znalezienia analitycznej zależności opisującej charakterystykę przejściową, wstawiając przybliżenie napięcia drenu tranzystora dolnego $V_{DSL} \cong V_b - V_T - V_{SS}$ do wzoru określającego jego prąd otrzymamy:

$$I = G_i(V_i - U_o) \quad (32)$$

przy czym G_i jest transkonduktancją gałęzi, natomiast U_o jest tzw. napięciem szczerkowym (*ang. offset*), określone odpowiednio wzorami:

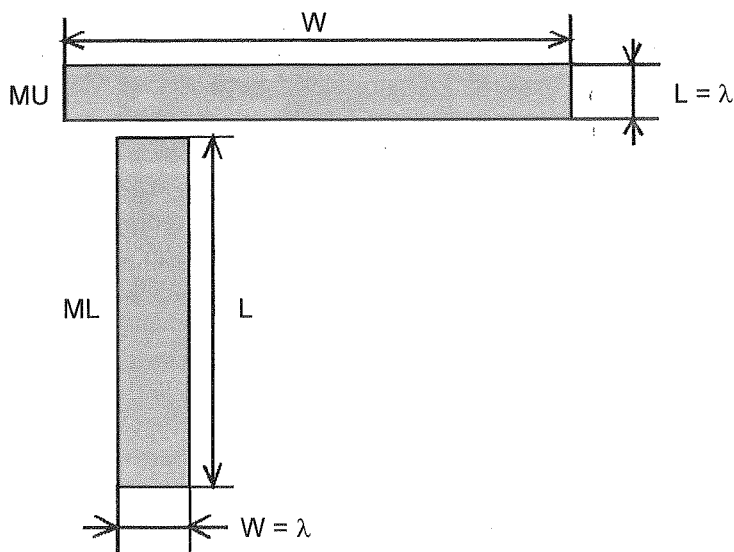
$$G_i = \beta_L(V_b - V_{Tn} - V_{SS}) \quad (33)$$

$$U_o = 0.5(V_b + V_{Tn} + V_{SS}) \quad (34)$$

Dla danych: $(W/L)_U = 100 \mu\text{m}/1 \mu\text{m}$, $(W/L)_L = 1 \mu\text{m}/10 \mu\text{m}$, model tranzystora — *Level 1* z parametrami $LAMBDA = 0$ i $GAMMA = 0$, napięcie zasilające: $V_{SS} = -5 \text{ V}$, $V_{DD} = 5 \text{ V}$, współczynnik a jest równy 0.002 . Niedokładność aproksymacji wzorem (32) wynosi np. dla $V_b = -3 \text{ V}$ nie więcej niż 15% , zaś dla większych wartości V_b odchylenie to jeszcze bardziej maleje.

Wyniki dotychczasowej analizy świadczą o możliwości wykorzystania sekcji wejściowej do realizacji mnożenia sygnału wejściowego przez dodatnią wartość wagi (wzór 33), przy czym w projektowanym zakresie waga może być zadawana zewnętrznie napięciem polaryzacji V_b . Może być również realizowalny przypadek wagi ujemnej, znak wartości wagi jest bowiem zależny od położenia sekcji we wzmacniaczu, tzn. od tego czy jest dołączona do lewego czy prawego ramienia zwierciadła prądowego.

O ile sama idea nie budzi zastrzeżeń, to jednak realizacja VLSI wymaga, aby układ był optymalizowany z punktu widzenia minimalizacji zajętości powierzchni krzemu. Z analizy przeprowadzonej powyżej wynika, że wzajemne relacje geometryczne obu tranzystorów sekcji są bardzo niekorzystne przy projektowaniu topografii układu scalonego. W celu zbadania problemu przeprowadzimy następujące rozumowanie. Przyjmujemy, że najbardziej niekorzystny z punktu widzenia zajmowanej powierzchni krzemu przypadek projektowania topografii wystąpi wtedy, kiedy tranzystory sekcji będą usytuowane względem siebie prostopadle, tzn. tak jak przedstawiono na rys. 9. Powierzchnia, którą należy przeznaczyć dla sekcji jest w przybliżeniu równa iloczynowi szerokości tranzystora górnego i długości tranzystora dolnego, przyjmując że pozostałe wymiary mają wartości minimalne w danej technologii. Współczynnik a jest wtedy równy: $a = 2\lambda^2/(W_U L_L)$, przy czym λ jest tzw. minimalnym wymiarem technologii MOS (tzw.



Rys. 9. Najbardziej niekorzystny przypadek topografii sekcji (zaczepnięte z [7])

feature size). Przewidywaną powierzchnię obliczamy zatem ze wzoru: $P = 2\lambda^2/a$. Zakładając możliwość realizacji w technologii CMOS z wartością $\lambda = 1.2 \mu m$ oraz przyjmując obliczone wcześniej dla symulowanego przykładu $a = 0.002$ otrzymujemy $P = 1440 \mu m^2$ tylko dla jednej sekcji, tzn. dla jednego wejścia wzmacniacza. Rozwiązanie omawiane do tej pory nie należy zatem do obiecujących. Nie jest to jednak wersja ostateczna proponowanego rozwiązania. Zwróćmy bowiem uwagę, że do analizy był przyjęty najprostszy model tranzystora MOS słuszny tylko dla długiego kanału, do którego nie przystaje technologia $1.2 \mu m$. Warto zatem powtórzyć obliczenia przy zastosowaniu modeli bardziej adekwatnych, zwłaszcza dla tranzystora górnego, którego długość kanału ma wartość minimalną.

Wybór modelu tranzystora MOS z krótkim kanałem nie jest sprawą prostą. Z jednej strony warto dysponować prostym opisem matematycznym, który pozwala na wyprowadzenie zależności analitycznie, z drugiej zaś trzeba korzystać z modeli, które mają implementację w programach uniwersalnych analizy komputerowej obwodów typu programu *SPICE*. Dla potrzeb niniejszej pracy wybrano tzw. *model alpha-power* [11, 12, 13], mający implementację w programie *SPICE3* pakietu *ICAP4* w postaci modelu *Level 6*, ale niestety nie mający implementacji w programie *HSPICE*. Model ten jest opisany następującym zestawem równań:

$$V_{TH} = V_{TO} + GAMMA(\sqrt{2PHI - V_{BS}} - \sqrt{2PHI}) \quad (35)$$

$$V_{Dsat} = KV(V_{GS} - V_{TH})^{NV} \quad (36)$$

$$I_{Dsat} = \frac{W}{L_{eff}} KC(V_{GS} - V_{TH})^{NV} \quad (37)$$

Dla obszaru nasycenia: $V_{DS} \geq V_{Dsat}$ prąd drenu wyrażony jest następującą zależnością:

$$I_D = I_{Dsat}(1 + LAMBDA \cdot V_{DS}) \quad (38)$$

gdzie:

$$LAMBDA = LAMBDA0 - LAMBDA1 \cdot V_{BS} \quad (39)$$

Dla obszaru liniowego, tzn. gdy: $V_{DS} < V_{Dsat}$, prąd drenu przedstawia zależność:

$$I_D = I_{Dsat}(1 + LAMBDA \cdot V_{DS}) \left(2 - \frac{V_{DS}}{V_{Dsat}} \right) \frac{V_{DS}}{V_{Dsat}} \quad (40)$$

Tabela 1

Zestawienie parametrów DC modelu *Level 6* w programie *SPICE3/ICAP4*

Lp	Symbol	Opis parametru	Jedn.	Wartość wbudowana	Wartość typowa
1	KV	mnożnik napięcia nasycenia	—	2.0	0.9
2	NV	wykładnik napięcia nasycenia	—	0.5	0.87
3	KC	mnożnik prądu nasycenia	—	5E-5	3.8E-5
4	NC	wykładnik prądu nasycenia	—	1	1.2
5	GAMMA 1	parametr progowy podłoża 1	$V^{0.5}$	0.0	0.37
6	SIGMA	statyczny parametr efektu sprzężenia zwrotnego	$V^{0.5}$	0.0	0.37
7	LAMBDA 0	współczynnik modulacji długości kanału	1/V	0.0	0.06
8	LAMBDA 1	współczynnik modulacji długości kanału	1/V	0.0	0.003

W tabeli 1 zestawiono parametry DC modelu *Level 6* w programie *SPICE3/ICAP4*. Parametry modelu *alpha-power*, w szczególności wykładnik potęgowy NC, są określane z pomiarów odpowiednich charakterystyk statycznych. W przypadku granicznym, gdy parametry przyjmują wartości: $KV = 1$, $NV = 1$, $KC = 0.5\beta$ oraz $NC = 2$ model ten jest równoważny modelowi *Level 1* i słuszna jest wtedy interpretacja fizyczna modelu z długim kanałem. Jeżeli kanał jest bardzo krótki, to z analizy teoretycznej wynika, że nośniki prądu poruszają się od źródła do drenu z prędkością maksymalną (nasycenia) niezależną od natężenia pola elektrycznego podłużnego. Prąd drenu w zakresie nasycenia

nia nie zależy wtedy od długości kanału i jest wprost proporcjonalny do napięcia polaryzacji bramki. Jego wartość jest określona następująco:

$$I_D = v_{sat} C_{ox} W (V_{GS} - V_T) \quad (41)$$

przy czym: v_{sat} jest prędkością nasycenia nośników w kanale (dla dziur i elektronów około $8 \cdot 10^6$ cm/sek), zaś C_{ox} jest pojemnością bramki na jednostkę powierzchni.

Powtórzymy jeszcze raz wyprowadzenie zależności na transkonduktancję sekcji wejściowej przyjmując opis prądu drenu tranzystora górnego opisany zależnością (41). Równanie (31) przyjmie obecnie postać:

$$b[(V_i - V_T)V_{DSL} - 0.5V_{DSL}^2] = (V_{GSU} - V_T) \quad (42)$$

w którym współczynnik b jest równy: $b = (\mu_o/v_{sat}) W_L/(W_U L_L)$. Przeprowadzimy obliczenie współczynnika b . Wartość typowa ruchliwości elektronów w kanale jest równa około 500 cm²/Vs. Przypuśćmy, że dysponujemy technologią CMOS 1.2 μ m. Niech zatem wymiary tranzystorów będą następujące: $W_L = 1.2$ μ m, $W_U = 10$ μ m, $L_L = 10$ μ m. Obliczony współczynnik b wynosi $b = 0.0075$ 1/V. Zatem napięcie bramki względem źródła tranzystora górnego V_{GSU} jest prawie równe napięciu progowemu V_T już przy znacznie mniejszej powierzchni zajmowanej przez tranzystory. Powierzchnia przewidywana na topografię sekcji w przypadku najgorszym wyniesie:

$$P = W_U L_L = (\mu_o/v_{sat}) W_L/b \quad (43)$$

Ponieważ przyjmuje się najczęściej że W_L jest równe λ , zatem P jest teraz proporcjonalne do λ , a nie do λ^2 , jak było poprzednio. Powierzchnia ta wynosi obecnie 100 μ m², czyli o rząd wielkości mniej. Dokładniejszy model tranzystora dla przypadku technologii CMOS 1.2 μ m pozwala stwierdzić, że przy znacznie mniejszej powierzchni możliwe będzie zrealizowanie wzmacniacza wielowejściowego z liniową transkonduktancją, określoną takim samym wzorem (32) jak w przypadku wyprowadzenia w oparciu o model klasyczny *Level 1*.

Rozpatrzmy układ wielowejściowego wzmacniacza transkonduktancyjnego MIOTA zredukowany do dwóch gałęzi wejściowych, odpowiednio lewej i prawej, rys. 10. Każda z tych gałęzi reprezentuje sumę prądów płynących w sekcjach wejściowych, odpowiednio k sekcji lewej gałęzi i n sekcji prawej gałęzi, jak przedstawiono na rys. 8. Prądy gałęzi lewej i prawej wzmacniacza są wyrażone wzorami:

$$I_{i1} = \beta_1 (V_{b1} - V_{Tn} - V_{SS}) [V_{i1} - 0.5(V_{b1} - V_{Tn} - V_{SS})] \quad (44)$$

$$I_{i2} = \beta_2 (V_{b2} - V_{Tn} - V_{SS}) [V_{i1} - 0.5(V_{b2} - V_{Tn} - V_{SS})] \quad (45)$$

Ponieważ prądy te mogą mieć tylko wartości nieujemne (jest tylko jeden kierunek przepływu tego prądu w układzie wzmacniacza, tzn. od potencjału dodatniego napięcia zasilającego V_{DD} do potencjału ujemnego napięcia zasilającego V_{SS}), zatem otrzymujemy

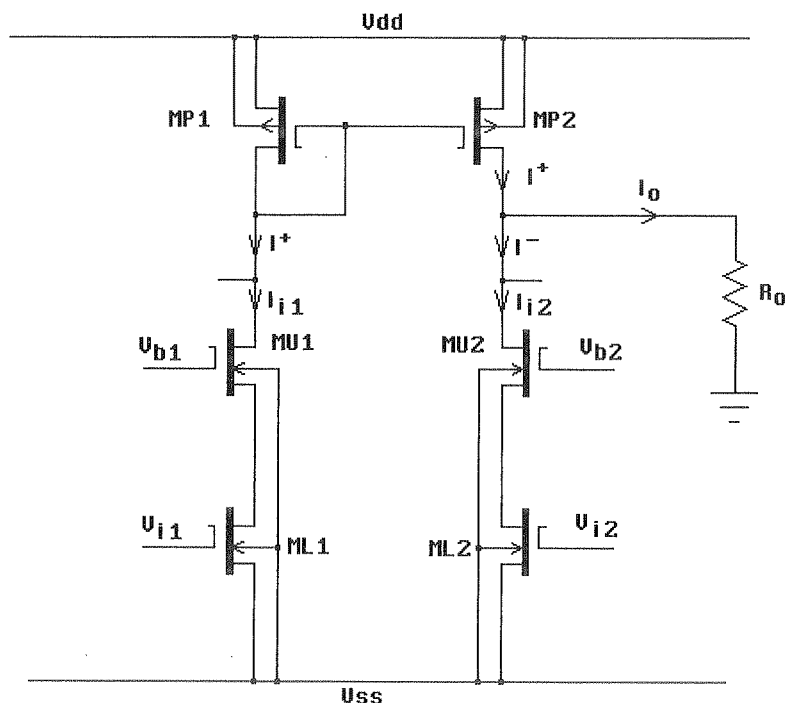
Rys. 10.

dwa pierws

Warunek (4
wzmacniacz
być nałożon
wykonamy
Aby tranzys
 $V_{DSML1} < V_{GS}$

Ta sama zał

Wymiary tr
dzie I_{max}^+



Rys. 10. Wielowejściowy wzmacniacz transkonduktancyjny — przypadek dwóch wejść do analizy

dwa pierwsze warunki, które muszą być spełnione jednocześnie, np. dla gałęzi lewej:

$$V_{b1} \geq V_{Tn} + V_{SS} \wedge V_{i1} \geq 0.5(V_{b1} + V_{Tn} + V_{SS}) \quad (46)$$

Warunek (46) spełniać musi każda sekcja wchodząca w skład lewej i prawej gałęzi wzmacniacza. Aby tranzystory *ML1* i *ML2* pracowały stale w zakresie triodowym musi być nałożone ograniczenie na zakresy napięć wejściowych V_i oraz napięć V_b . Analizę wykonamy dla tranzystora *ML1*, której wyniki będą adekwatne także dla tranzystora *ML2*. Aby tranzystor *ML1* pracował w zakresie triodowym musi być spełniona nierówność: $V_{DSML1} < V_{GSML1} - V_{Tn}$. Ponieważ $V_{DSML1} = V_{b1} - V_{Tn} - V_{SS}$ oraz $V_{GSML1} = V_{i1} - V_{SS}$, więc:

$$V_{i1} > V_{b1} \quad (47a)$$

Ta sama zależność obowiązuje dla sekcji prawej:

$$V_{i2} > V_{b2} \quad (47b)$$

Wymiary tranzystora *MP1* muszą być tak dobrane, aby przy jego maksymalnym prądzie I_{max}^+ tranzystor *MP2* pracował jeszcze w zakresie nasycenia. Ponieważ

$V_{DSMU1} > V_{GSMU1} - V_{Tn}$, zaś $V_{DSMU1} = V_{DD} - V_{SDMP1} - (V_{b1} - V_{Tn}) = V_{DD} - (|V_{Tp}| + \sqrt{\frac{2I_{max}^+}{\beta_{MP1}}}) - V_{b1} + V_{Tn}$ oraz $V_{GSMU1} \approx V_{Tn}$, więc:

$$\sqrt{\frac{2I_{max}^+}{\beta_{MP1}}} < V_{DD} - |V_{Tp}| + V_{Tn} - V_{b1max} \quad (48)$$

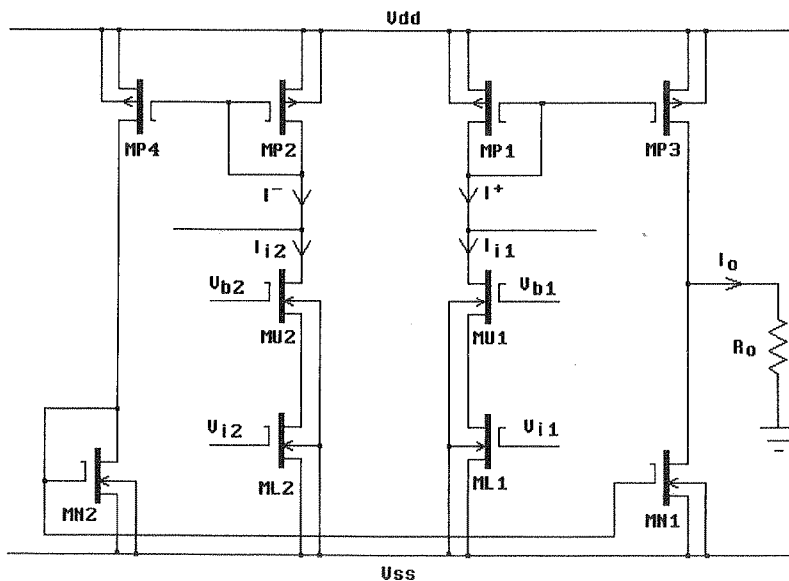
Prąd I_{max}^+ można obliczyć jako sumę prądów wszystkich gałęzi transkonduktancyjnych lewej strony zwierciadła prądowego dla $V_{bN} = V_{bNmax}$ oraz $V_{iN} = V_{iNmax}$, $N = 1 \dots M$:

$$I_{max}^+ = \sum_{N=1}^M I_{iNmax} \quad (49)$$

$$I_{iNmax} = \beta_{MLN}(V_{bNmax} - V_{Tn} - V_{SS}) \left(V_{iNmax} - \frac{V_{bNmax} + V_{Tn} + V_{SS}}{2} \right) \quad (50)$$

Aby tranzystor $MP2$ prawej strony zwierciadła prądowego pracował stale w zakresie nasycenia napięcie wyjściowe V_o nie może przekroczyć pewnej wartości maksymalnej $V_{o max}$. Ponieważ $V_{SDMP2} > V_{SGMP2} - |V_{Tp}|$, zaś $V_{SDMP2min} = V_{DD} - V_{o max}$ oraz

$$V_{SGMP2max} = (|V_{Tp}| + \sqrt{\frac{2I_{max}^+}{\beta_{MP1}}}), \text{ więc:}$$



Rys. 11. Układ wzmacniacza MIOTA o zwiększonej dynamice napięcia wyjściowego V_o

Aby tran-
nasycenia
nej V_{omin}
 $V_{GSMU2} \approx$

$$\frac{2I_{max}^+}{\beta_{MP1}} -$$

$$V_{omax} < V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{max}^+}{\beta_{MP1}}} \quad (51)$$

(48)

Aby tranzystor $MU2$ prawej sekcji transkonduktancyjnej pracował stale w zakresie nasycenia napięcie wyjściowe V_o nie może być mniejsze od pewnej wartości minimalnej V_{omin} . Ponieważ $V_{DSMU2} > V_{GSMU2} - V_{Tn}$, zaś $V_{DSMU2min} = V_{omin} - (V_{b2max} - V_{Tn})$ oraz $V_{GSMU2} \approx V_{Tn}$, więc:

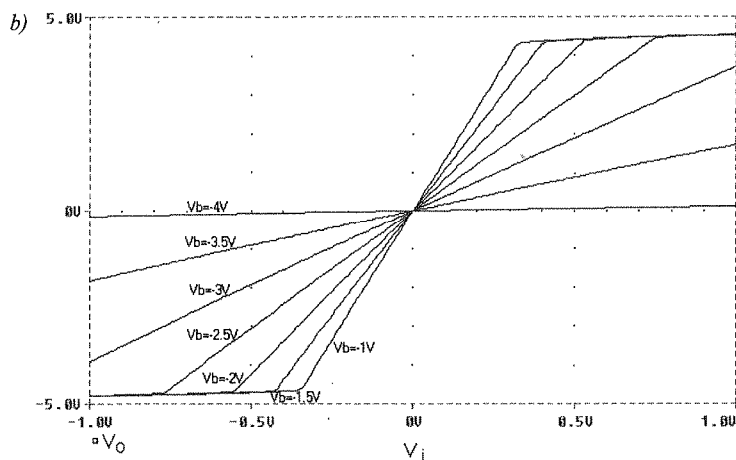
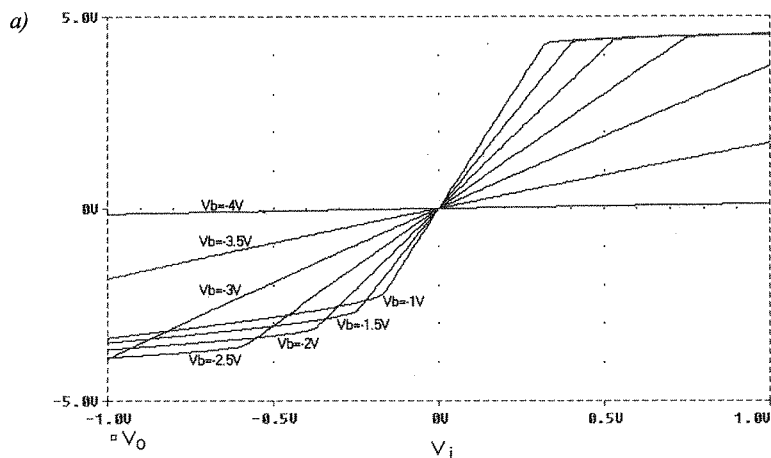
ancyjnych
I...M:

$$V_{omin} > V_{b2max} - V_{Tn} \quad (52)$$

(49)

(50)

w zakre-
maksymal-
omax oraz



Rys. 12. Charakterystyki przejściowe napięciowe dla kilku napięć V_b ;
a) w układzie z rys. 10, b) w układzie z rys. 11

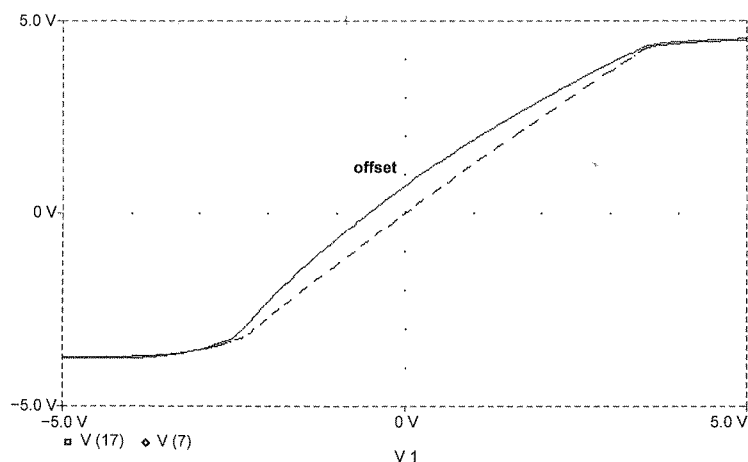
o V_a

Analizując wzór (52) łatwo zauważyć duże ograniczenie dynamiki wielowejsciowego wzmacniacza transkonduktancyjnego MIOTA z rys. 10 ze strony napięć wyjściowych ujemnych. Wady tej nie posiada układ MIOTA przedstawiony na rys. 11. W układzie tym zastosowano dodatkowo tranzystory *MP3*, *MP4*, *MN1* i *MN2*, które posiadają taką samą wartość parametru transkonduktancji β jak tranzystory *MP1* i *MP2*. W przypadku takiego układu wzmacniacza MIOTA minimalne napięcie wyjściowe jest znacznie niższe i jest określone wzorem (53).

$$V_{omin} > V_{ss} + \sqrt{\frac{2I_{max}^+}{\beta_{MP2}}} \quad (53)$$

Rysunek 12 prezentuje wyniki symulacji układów MIOTA. Rysunek 12a przedstawia charakterystyki przejściowe napięciowe dla kilku napięć V_b w układzie z rys. 10, zaś rys. 12b przedstawia charakterystyki przejściowe napięciowe w układzie z rys. 11.

W powyższej symulacji charakterystyk przejściowych rezystancje wyjściowe tranzystorów MOS były równe nieskończoności ($LAMBDA = 0$). Rezystancje te mają istotny wpływ na przesunięcie zera charakterystyk przejściowych. Na przykład w rzeczywistym przypadku wartość $LAMBDA = 0.02$ (dla tranzystora NMOS i PMOS) powoduje przesunięcie charakterystyk przejściowych względem początku układu współrzędnych rzędu 500 mV . Jednym ze skuteczniejszych sposobów zwiększenia rezystancji wypadkowych jest połączenie tranzystorów zwierciadła prądowego w układzie kaskody. Rysunek 13 przedstawia porównanie charakterystyk przejściowych wzmacniacza z prostym i kaskodowym zwierciadłem PMOS przy uwzględnieniu niezerowej wartości parametru $LAMBDA = 0.02$. Widać wyraźnie kompensujący wpływ na napięcie szcztakowe (*ang. offset voltage*).



Rys. 13. Charakterystyka przejściowa wzmacniacza MIOTA z prostym (linia ciągła) i kaskodowym zwierciadłem prądowym PMOS (linia przerywana)

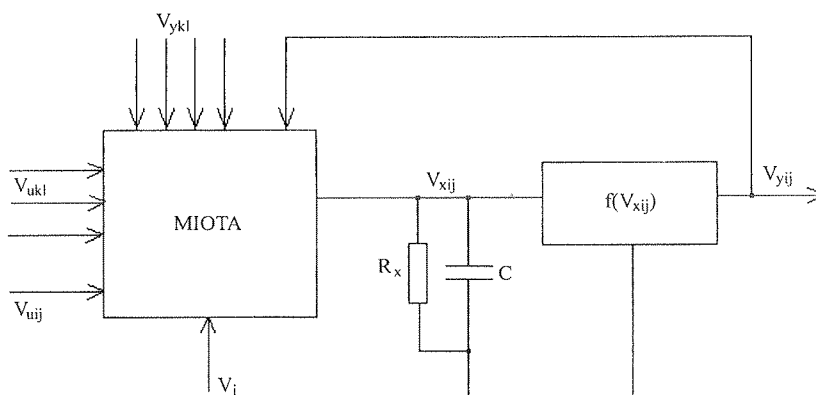
Ide
alizacji
napięci
Wielow
ważony
bloki ja
zrealizo
kondukt
niacza
ogranicz
to napię

4. MET

Roz
wykorzy
projekto
wzmacn
pięciem
napięcio
Met
detektor

3.1. REALIZACJA KOMÓRKI SNK Z ZASTOSOWANIEM WZMACNIACZA MIOTA

Idea wykorzystania wzmacniacza transkonduktancyjnego wielowejsściowego do realizacji komórki *SNK* wynika wprost z modelu obwodowego komórki w koncepcji napięciowej z rys. 1 i jest przedstawiona w formie schematu blokowego na rys. 14. Wielowejsściowy wzmacniacz transkonduktancyjny MIOTA służy do obliczania sumy ważonych wejść szablonu *A* oraz szablonu *B* a także zewnętrznej polaryzacji *I*. Pozostałe bloki jak np. integrator oraz nieliniowy przekształtnik funkcji wyjściowej powinny być zrealizowane z wykorzystaniem klasycznej techniki elementów CMOS: biernych i transkonduktancyjnych wzmacniaczy OTA. Na rys. 14 widać, że napięcie wyjściowe wzmacniacza MIOTA V_o jest zmienną stanu V_{xij} , zaś napięcia wejściowe MIOTA V_{yij} mają ograniczony zakres zmian poprzez funkcję wyjścia w przedziale $-V_Q < V_{yij} < V_Q$. Ponadto napięcia wejściowe V_{uij} powinny być ograniczone w przedziale $-V_Q < V_{uij} < V_Q$.



Rys. 14. Schemat blokowy komórki sieci neuronowej komórkowej

4. METODY PROJEKTOWANIA *SNK* PRACUJĄCYCH W TRYBIE NAPIĘCIOWYM4.1. PROJEKTOWANIE *SNK* Z JEDNOWEJSĆCIOWYMI WZMACNIACZAMI TRANSKONDUKTANCYJNYMI OTA

Rozpatrzmy propozycję metody projektowania sieci neuronowych komórkowych wykorzystujących wzmacniacz transkonduktancyjny OTA. Pierwszym punktem metody projektowania jest określenie napięcia zasilającego. *SNK* zbudowane z wykorzystaniem wzmacniacza OTA wymagają symetrycznego zasilania V_{DD} oraz V_{SS} . Standardowym napięciem zasilającym jest $\pm 5\text{ V}$ albo $\pm 3.3\text{ V}$. W przypadku układów pracujących w trybie napięciowym zmniejszanie napięcia zasilającego wyraźnie obniża ich dynamikę.

Metoda projektowania będzie przedstawiona na przykładzie jednowymiarowej *SNK* detektora elementów spójnych [3, 9] o szablonie $A = [1\ 2\ -1]$, $B = 0$, $I = 0$. Sieć ma

być zrealizowana w technologii CMOS MIETEC $2.4 \mu\text{m}$, która posiada następujące nominalne wartości parametrów: NMOS: $KP = 57 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T = 0.9 \text{ V}$, PMOS: $KP = 17 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T = 0.9 \text{ V}$.

1. Przyjmujemy napięcie zasilające $V_{DD} = 5 \text{ V}$ i $V_{SS} = -5 \text{ V}$.
2. Określamy zakres zmian zmiennej stanu: $-2 \text{ V} < V_{xij} < +2 \text{ V}$, więc $V_{i_{\min}} = -2 \text{ V}$ i $V_{i_{\max}} = 2 \text{ V}$.
3. Obliczamy maksymalną znormalizowaną (dla $V_Q = 1 \text{ V}$) wartość zmiennej stanu wg wzoru (4):

$$V_{x_{\max}} = 1 + 0 + 4 = 5 \text{ V}$$

4. Obliczamy wartość napięcia V_Q binarnej jedynek SNK :

$$V_Q \leq \frac{V_{i_{\max}}}{V_{x_{\max}}} \cdot 1 \text{ V}$$

więc

$$V_Q = \frac{2 \text{ V}}{5 \text{ V}} \cdot 1 \text{ V} = 0.4 \text{ V}$$

5. Obliczamy wartość wymaganego parametru σ wzmacniacza OTA realizującego funkcję wyjścia ze wzoru (26):

$$\sigma = \sqrt{2V_Q} = \sqrt{2} \cdot 0.4 \text{ V} = 0.57 \text{ V}$$

6. Przyjmujemy określoną wartość prądu I_{sat} . Zbyt małe wartości tego prądu mogą wpłynąć na spowolnienie szybkości pracy projektowanej SNK , ze względu na pracę tranzystorów w zakresie słabej inwersji. Duże wartości tego prądu mogą spowodować konieczność używania tranzystorów o dużych wymiarach, co nie jest ekonomiczne ze względu na oszczędność powierzchni krzemu. Przyjmujemy wartość $I_{sat} = 10 \mu\text{A}$.
7. Obliczamy wymagany parametr transkonduktancji tranzystorów pary różnicowej wzmacniacza OTA korzystając ze wzoru (7):

$$\beta_r = \frac{2I_{sat}}{\sigma^2} = \frac{20 \mu\text{A}}{0.57^2 \text{ V}^2} = 61.5 \frac{\mu\text{A}}{\text{V}^2}$$

Następnie określamy wymiary tranzystorów pary różnicowej $M2$, $M3$ z rys. 4. Aby wymiary tranzystorów były większe od rozmiaru charakterystycznego technologii, ze względu na błąd krawędzi, obieramy długość kanału $L = 6 \mu\text{m}$, więc

$$W = \frac{\beta_r L}{KP} = \frac{61.5 \cdot 6}{57} \mu\text{m} = 6.5 \mu\text{m}$$

8. Obliczamy

9. Obliczamy

10. Określam

więc

Wymiary W
szą nierówno
11. Obliczan

więc

Wymiary W
powyższą ni
12. Sprawdz
spełnion

następujące
S: $KP = 17$

$V_{i_{min}} = -2 V$

ej stanu wg

8. Obliczamy transkonduktancję g wzmacniacza OTA ze wzoru (15):

$$g = \frac{1}{2} \sqrt{61.5 \frac{\mu A}{V^2} \cdot 10 \mu A} = 12.4 \mu S$$

9. Obliczamy wymaganą wartość rezystancji opornika R_x :

$$R_x = \frac{1}{g} = \frac{1}{12.4 \mu S} = 80.6 k\Omega$$

10. Określamy wymiary tranzystora źródła prądowego $M1$ korzystając z nierówności (9):

$$\sqrt{\frac{2I_{sat}}{\beta_{M1}}} < -V_{SS} + V_{i_{min}} - V_{Tr} - \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_r}}$$

więc

$$\beta_{M1} > \frac{2I_{sat}}{\left(-V_{SS} + V_{i_{min}} - V_{Tr} - \sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_r}}\right)^2}$$

realizującego

$$\beta_{M1} > \frac{20 \mu A}{\left(5 V - 2 V - 0.9 V - \sqrt{\frac{10 \mu A}{61.5 \mu A/V^2}}\right)^2} = 6.95 \frac{\mu A}{V^2}$$

prądu mogą
du na pracę
powodować
nomiczne ze
= $10 \mu A$.
różnicowej

Wymiary $W = 6 \mu m$, $L = 25 \mu m$ dla tranzystora $M1$ spełniają z dużym zapasem powyższą nierówność.

11. Obliczamy wymiary tranzystorów $M4$ i $M5$ korzystając ze wzoru (10):

$$\sqrt{\frac{I_{sat}}{\beta_{M4}}} < V_{DD} - V_{TM4} - V_{i_{max}} + V_{Tr}$$

więc

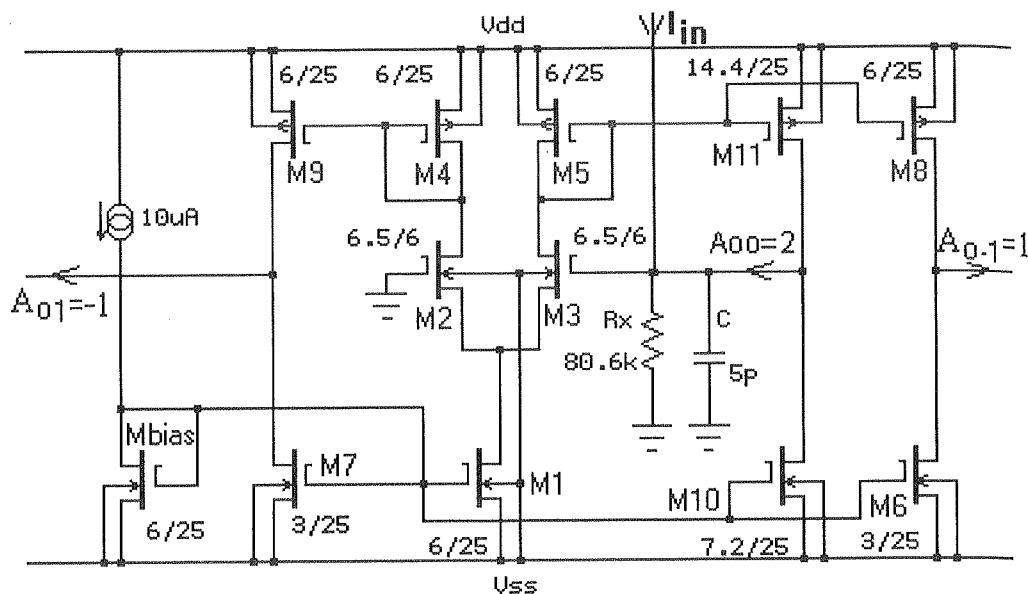
$$\beta_{M4} > \frac{I_{sat}}{(V_{DD} - V_{TM4} - V_{i_{max}} + V_{Tr})^2}$$

rys. 4. Aby
hnologii, ze

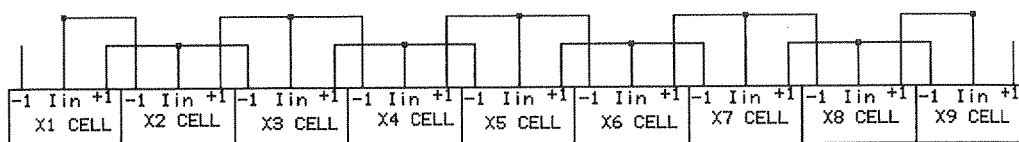
$$\beta_{M4} > \frac{10 \mu A}{(5 V - 0.9 V - 2 V + 0.9 V)^2} = 1.1 \frac{\mu A}{V^2}$$

Wymiary $W = 6 \mu m$, $L = 25 \mu m$ dla tranzystorów $M4$ i $M5$ spełniają z dużym zapasem powyższą nierówność.

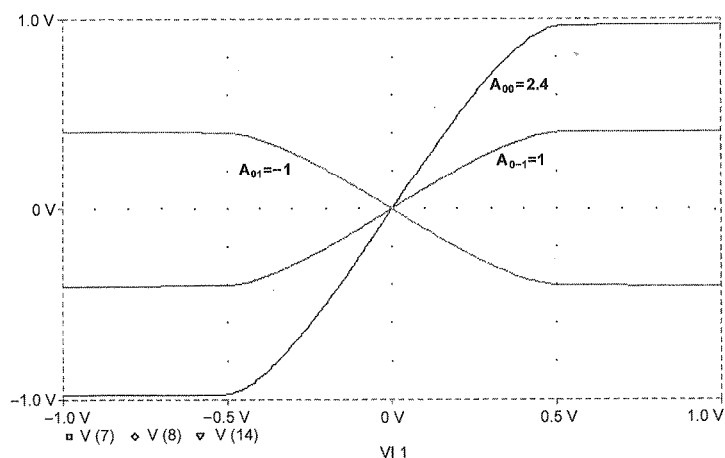
12. Sprawdzamy nierówności (16) oraz (17). Nierówności te w tym przypadku są spełnione z dużym zapasem.



Rys. 15. Schemat ideowy komórki sieci neuronowej komórkowej detektora elementów spójnych

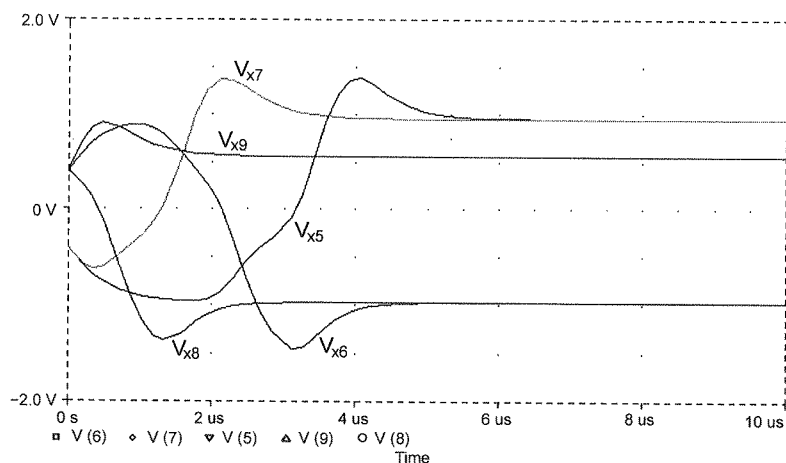
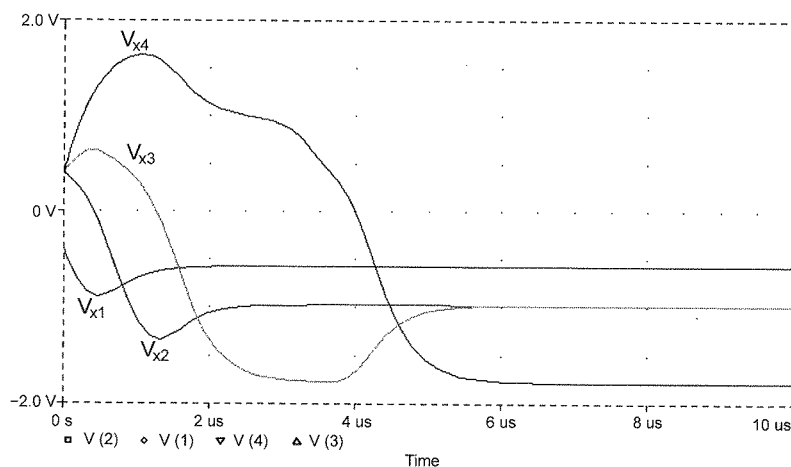


Rys. 16. Schemat połączeń komórek sieci neuronowej komórkowej detektora elementów spójnych



Rys. 17. Wyniki symulacji DC programem PSPICE charakterystyk przejściowych w komórce z rys. 15

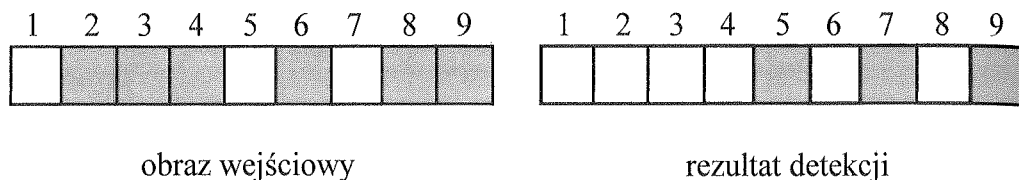
Rysunek 15 przedstawia schemat ideowy komórki *SNK* detektora elementów spójnych CCD o szablonie $A = [I \ 2 \ -I]$, $B = 0$, $I = 0$. Obok tranzystorów MOS są podane ich wymiary zaprojektowane opisaną powyżej metodą. Pojemność C w komórce powinna być tak dobrana, aby wyłącznie z opornikiem R_x wyznaczała biegun dominujący, ponieważ pojemności pasozytnicze nie powinny decydować o własnościach dynamicznych komórki. Przyjęta wartość $C = 5 \text{ pF}$ spełnia ten warunek z dużym zapasem. W pełnej realizacji CMOS komórki *SNK* z rys. 15 należy zastąpić rezystor R_x układem CMOS z rys. 5, dobierając odpowiednio duże σ tak, aby wzmacniacz transkonduktancyjny OTA cały czas pracował w części liniowej swej charakterystyki przejściowej. Komórki (rys. 15) połączone w sieć neuronową komórkową detektora elementów spójnych tak, jak na rys. 16. Aby 9-cio komórkowa *SNK* z rys. 16 była stabilna [15], zwiększono współczynnik sprzężenia zwrotnego własnego A_{oo} o 20%, czyli $A_{oo} = 2.4$. Na rys. 15 sprzężenie zwrotne własne



rys. 15

Rys. 18. Wyniki symulacji pracy sieci neuronowej komórkowej detektora elementów spójnych

realizują tranzystory *M10* i *M11*. Komórkę z rys. 15 oraz *SNK* z rys. 16 poddano symulacji komputerowej programem *PSPICE*, używając parametrów nominalnych modelu tranzystora *Level 2* technologii CMOS MIETEC $2.4\ \mu\text{m}$. Rysunek 17 przedstawia wyniki symulacji DC charakterystyk przejściowych w komórce z rys. 15. Rysunek 18 przedstawia wyniki symulacji pracy *SNK* detektora elementów spójnych, której schemat jest zaprezentowany na rys. 16. Pokazuje on przebiegi czasowe zmiennych stanu V_{xi} , $i = 1 \dots 9$ w kolejnych komórkach *SNK*. Działanie sieci neuronowej komórkowej jako detektora elementów spójnych pokazano na rys. 19. Na tym rysunku obraz wejściowy zawiera pojedynczy piksel i dwa elementy spójne: dwupikselowy i trójpikselowy. Wyniki przetwarzania są poprawne, gdyż *SNK* wykryła te 3 elementy i zapisała je w postaci sekwencji pikseli przesuniętych do prawej krawędzi.



Rys. 19. Wyniki przetwarzania obrazu w sieci neuronowej komórkowej detektora elementów spójnych CCD

Powyżej przedstawiona procedura projektowania *SNK* zbudowanych na wielow wejściowych wzmacniaczach transkonduktancyjnych OTA wykorzystywała prosty model tranzystora MOS *Level 1* z parametrem $LAMBDA = 0$ i bez uwzględnienia oddziaływania podłoża. Jednak symulacje komputerowe z użyciem dokładnego modelu *Level 2* z uwzględnieniem wszystkich zjawisk dają prawidłowe wyniki, zarówno dla przypadku charakterystyk DC w komórce, jak i dla stanów przejściowych w *SNK* detektora elementów spójnych. Wynika to ze sposobu projektowania, jakim jest zapewnienie odpowiednio dużego zapasu dla nierówności określających wymiary tranzystorów MOS w układach OTA komórki. Problem pominięcia we wzorach projektowych parametru tranzystora $LAMBDA$ został rozwiązany poprzez zapewnienie dla tranzystorów źródeł prądowych i zwierciadeł prądowych odpowiednio długich kanałów, tj. $L = 25\ \mu\text{m}$, podczas gdy tranzystory posiadają wartość parametru $LAMBDA \approx 0.005$.

4.2. PROJEKTOWANIE *SNK* Z WIELOWEJŚCIOWYMI WZMACNIACZAMI TRANSKONDUKTANCYJNYMI MIOTA

Tematem tego rozdziału jest propozycja metody projektowania sieci neuronowych komórkowych zbudowanych z wykorzystaniem wielow wejściowego wzmacniacza transkonduktancyjnego MIOTA. Pierwszym punktem metody projektowania jest określenie napięcia zasilającego. *SNK* zbudowane z wykorzystaniem wzmacniacza MIOTA wymagają symetrycznego zasilania V_{DD} oraz V_{SS} . Standardowym napięciem zasilającym jest $\pm 5\text{ V}$ albo $\pm 3.3\text{ V}$. W przypadku układów pracujących w trybie napięciowym zmniejsz-

szanie na
będzie prz
 $A = [1\ 2\ 1]$
 $2.4\ \mu\text{m}$,
 $KP = 57\ \mu\text{m}$
1. Przyjm
2. Określ
i $V_{0max} =$
układ wzr
3. Oblicz
wzoru (4).

4. Oblicz

więc

Stąd możn
5. Określ
określony
i długości

Przyjmuj
tranzystor
6. Określ
(46) i (47).

7. Określ
(49), (50):

szanie napięcia zasilającego wyraźnie obniża ich dynamikę. Metoda projektowania będzie przedstawiona na przykładzie *SNK* filtru usuwającego szum z obrazu o szablonie $A = [1\ 2\ 1]$, $B = 0$, $I = 0$. Sieć ma być zrealizowana w technologii CMOS MIETEC $2.4\ \mu\text{m}$, która posiada następujące nominalne wartości parametrów: NMOS: $KP = 57\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T = 0.9\ \text{V}$, PMOS: $KP = 17\ \mu\text{A}/\text{V}^2$, $V_T = 0.9\ \text{V}$.

1. Przyjmujemy napięcie zasilające $V_{DD} = 5\ \text{V}$ i $V_{SS} = -5\ \text{V}$.
2. Określamy zakres zmian zmiennej stanu: $-4\ \text{V} < V_{xij} < +4\ \text{V}$, więc $V_{omin} = -4\ \text{V}$ i $V_{omax} = 4\ \text{V}$. Wobec tak dużego zakresu zmian napięcia wyjściowego zastosujemy układ wzmacniacza MIOTA z rys. 11.
3. Obliczamy maksymalną znormalizowaną (dla $V_Q = 1\ \text{V}$) wartość zmiennej stanu wg wzoru (4):

$$V_{xmax} = 1 + 0 + 4 = 5\ \text{V}$$

4. Obliczamy wartość napięcia V_Q binarnej jedynek *SNK*:

$$V_Q \leq \frac{V_{o\max}}{V_{xmax}} \cdot 1\ \text{V}$$

więc

$$V_Q = \frac{4\ \text{V}}{5\ \text{V}} \cdot 1\ \text{V} = 0.8\ \text{V}$$

Stąd można określić maksymalny zakres zmian napięć wejściowych $-0.8\ \text{V} < V_i < +0.8\ \text{V}$.

5. Określamy współczynnik kształtu geometrycznego sekcji wejściowych $S_p = 1000$, określony jako stosunek szerokości i długości tranzystora górnego do szerokości i długości tranzystora dolnego:

$$S_p = (W_U/L_U)/(W_L/L_L) \quad (54)$$

Przyjmujemy więc wymiary tranzystorów *MU*: $W_U = 240\ \mu\text{m}$, $L_U = 2.4\ \mu\text{m}$, zaś wymiary tranzystorów *ML*: $W_L = 2.4\ \mu\text{m}$, $L_L = 24\ \mu\text{m}$.

6. Określamy dopuszczalny zakres zmian napięć wagowych V_b korzystając ze wzorów (46) i (47):

$$V_{b\min} = V_{SS} + V_{Tn} = -5\ \text{V} + 0.9\ \text{V} = -4.1\ \text{V}$$

$$V_{b\min} \leq V_{i\min} = -0.8\ \text{V}$$

7. Określamy maksymalny prąd zwierciadła prądowego PMOS korzystając ze wzorów (49), (50):

$$I_{iN\max} = \beta_{MLN}(V_{bN\max} - V_{Tn} - V_{SS}) \left(V_{iN\max} - \frac{V_{bN\max} + V_{Tn} + V_{SS}}{2} \right) =$$

$$= 5.7 \frac{\mu A}{V^2} (-0.8 V - 0.9 V + 5 V) \left(0.8 V - \frac{-0.8 V + 0.9 V - 5 V}{2} \right) = 61 \mu A$$

$$I_{\max}^+ = 4I_{iN\max} = 4 \cdot 61 \mu A = 244 \mu A$$

8. Obliczamy parametr transkonduktancji tranzystorów *MP1...MP4*, *MN1* i *MN2* korzystając ze wzoru (48):

$$\beta_{MP1} > \frac{2I_{\max}^+}{(V_{DD} - |V_{Tp}| + V_{Tn} - V_{b1\max})^2}$$

$$\beta_{MP1} > \frac{2 \cdot 244 \mu A}{(5 V - 0.9 V + 0.9 V + 0.8 V)^2} = 27.7 \frac{\mu A}{V^2}$$

9. Sprawdzamy nierówności określające dynamikę napięcia wyjściowego wzmacniacza MIOTA (51) i (53):

$$V_{o\max} < V_{DD} - \sqrt{\frac{2I_{\max}^+}{\beta_{MP1}}} = 5 V - \sqrt{\frac{2 \cdot 244 \mu A}{27.7 \frac{\mu A}{V^2}}} = 0.8 V$$

Obliczony ze wzoru (48) parametr transkonduktancji β_{MP1} okazuje się za mały, gdyż obliczona dynamika napięcia wyjściowego wynosi $\pm 0.8 V$ a powinna być minimalnie $\pm 4 V$. Przekształcamy nierówność (51) do następującej postaci:

$$\beta_{MP1} > \frac{2I_{\max}^+}{(V_{DD} - V_{o\max})^2}$$

więc

$$\beta_{MP1} > \frac{2 \cdot 244 \mu A}{(5 - 4)^2} = 488 \frac{\mu A}{V^2}$$

Mając obliczony parametr transkonduktancji można określić wymiary tranzystorów PMOS *MP1...MP4* następująco: $L = 2.4 \mu m$, $W = 70 \mu m$, zaś wymiary tranzystorów NMOS *MN1*, *MN2*: $L = 2.4 \mu m$, $W = 21 \mu m$.

11. Obliczamy wartość rezystancji R_x jako odwrotność transkonduktancji G_i wzmacniacza MIOTA dla napięcia $V_b = -3 V$ korzystając ze wzoru (33):

Następnie

Rysunek z obrazu ich wymiary komórki wyjścia z rys. 2 przedstawia mórce. Rys. 2 przedstawia mórcech neuronów łowy, gdy z obrazu.

21.

Ry

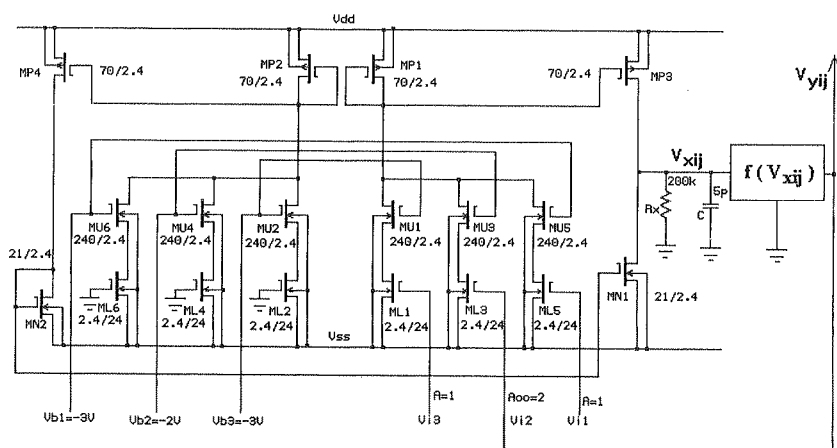
$$G_i = \beta_L (V_b - V_{Tn} - V_{SS}) = 5.7 \frac{\mu A}{V^2} (-3V - 0.9V + 5V) = 6.2 \mu S$$

$$R_x = \frac{1}{G_i} = \frac{1}{6.2 \mu S} = 170 k\Omega$$

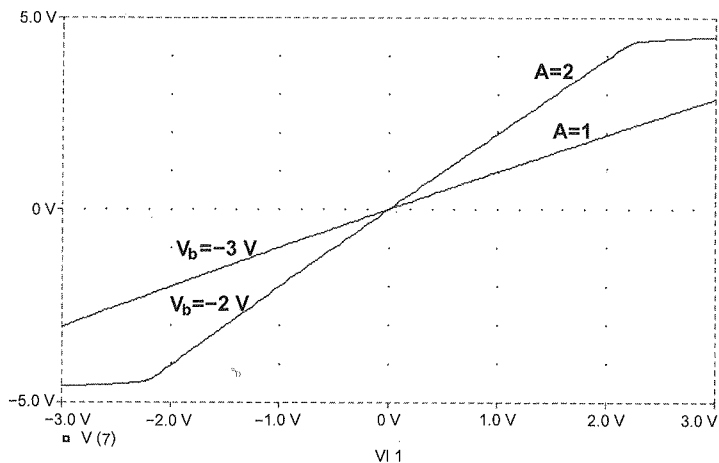
Następnie obliczamy napięcie V_b dla wagi $A_{oo} = 2$:

$$V_b = \frac{2G_i}{\beta_L} + V_{Tn} + V_{SS} = \frac{2 \cdot 6.2 \mu S}{5.7 \frac{\mu A}{V^2}} + 0.9V - 5V = -1.93V$$

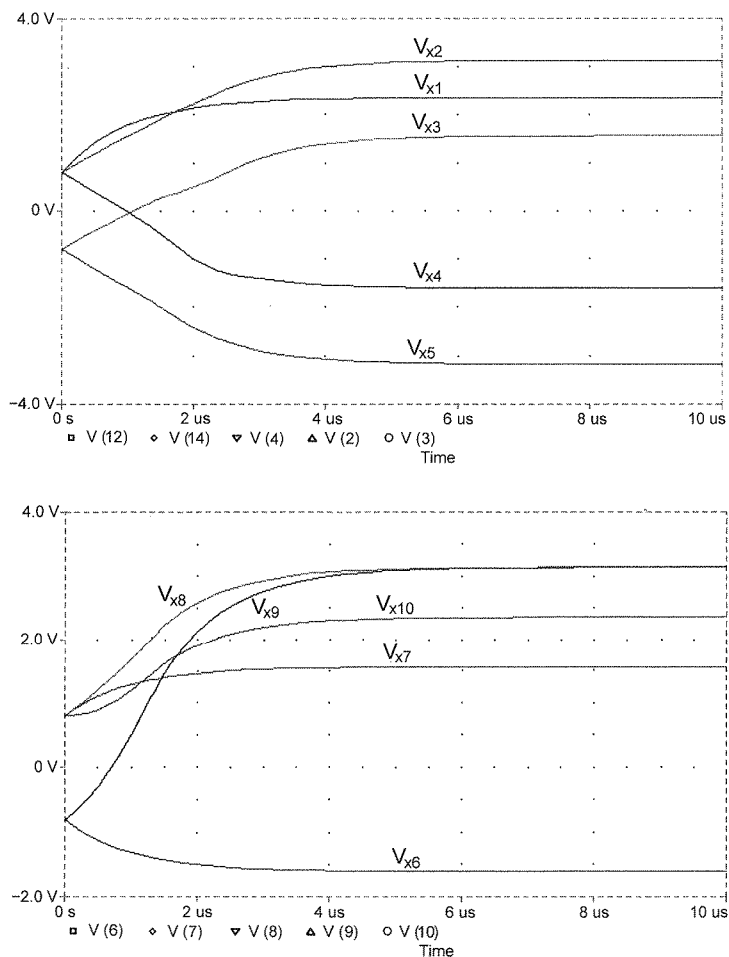
Rysunek 20 przedstawia schemat ideowy komórki *SNK* filtru usuwającego szum z obrazu o szablonie $A = [1 \ 2 \ 1]$, $B = 0$, $I = 0$. Obok tranzystorów MOS są podane ich wymiary zaprojektowane opisaną powyżej metodą. W pełnej realizacji CMOS komórki *SNK* z rys. 20 należy zastąpić rezystor R_x oraz układ realizujący funkcję wyjścia odpowiednimi wzmacniaczami transkonduktancyjnymi OTA. Komórkę z rys. 20 poddano symulacji komputerowej programem *PSPICE*. Rysunek 21 przedstawia wyniki symulacji charakterystyk przejściowych DC w rozważanej komórce. Rys. 22 prezentuje wyniki symulacji pracy 10-cio komórkowej *SNK* filtru usuwającego szum z obrazu o szablonie $A = [1 \ 2 \ 1]$, $B = 0$, $I = 0$. Wykresy przedstawiają przebiegi czasowe zmiennych stanu V_{xi} , $i = 1 \dots 10$ w kolejnych komórkach *SNK*. Wyniki przetwarzania linii obrazu w rozważanej sieci komórkowej neuronowej można obrazowo przedstawić na rys. 23. Rezultat filtracji jest prawidłowy, gdyż zapełniony został piksel 3-ci oraz 9-ty, co świadczy o usunięciu szumu z obrazu.



Rys. 20. Schemat ideowy komórki sieci neuronowej komórkowej filtru usuwającego szum z obrazu o szablonie $A = [1 \ 2 \ 1]$, $B = 0$, $I = 0$



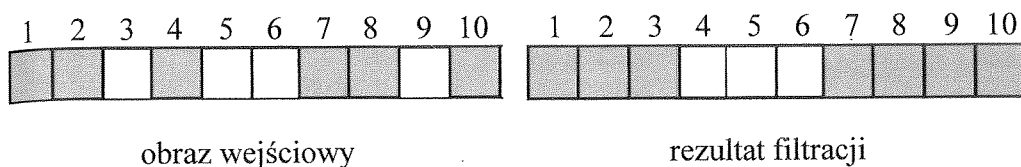
Rys. 21. Wyniki symulacji DC charakterystyk przejściowych $V_{xij}(V_{i1})$ i $V_{xij}(V_{i2})$ komórki z rys. 20



Rys. 22. Wyniki symulacji pracy 10-cio komórkowej sieci neuronowej komórkowej filtru usuwającego szum z obrazu

Konco
wym wyk
wielowej
cyjny OT
wykorzys
nu SNK
odpowied
zadania p
SNK prze
bardziej c
niaczy M
szablonu
Wadą teg
duktancyj
układu sc
SNK prac
sygnałów
cje SNK
sygnałów
do długoś
zaprojekt
neuronow
projektow

1. L. O. C. Systems.
2. J. M. C. M91/28, April 19
3. J. M. C. Circuits



Rys. 23. Wyniki przetwarzania sieci neuronowej komórkowej filtru usuwającego szum z obrazu

5. PODSUMOWANIE

Koncepcja realizacji sieci neuronowych komórkowych pracujących w trybie napięciowym wykorzystuje głównie wzmacniacze transkonduktancyjne wielowjęściowe OTA oraz wielowjęściowe MIOTA. Zaletą realizacji *SNK* w oparciu o wzmacniacz transkonduktancyjny OTA jest prosta struktura układowa komórki, a co za tym idzie dobra efektywność wykorzystania powierzchni krzemu. Wadą jest natomiast trudność programowania szablonu *SNK* w sposób elektryczny, dlatego takie rozwiązanie układowe realizacji *SNK* jest odpowiednie dla stałego ściśle określonego szablonu sieci przeznaczonej do konkretnego zadania przetwarzania obrazu w czasie rzeczywistym. Jeżeli zachodzi potrzeba realizacji *SNK* przeznaczonej do wielu zadań przetwarzania obrazów w czasie rzeczywistym bardziej odpowiednim sposobem realizacji jest zastosowanie wielowjęściowych wzmacniaczy MIOTA. W tym przypadku mamy możliwość elektrycznego programowania szablonu *SNK* i realizacji wielu zadań przetwarzania obrazów w czasie rzeczywistym. Wadą tego rozwiązania jest duża asymetria wymiarów tranzystorów w gałęziach transkonduktancyjnych wzmacniacza MIOTA a co za tym idzie trudność projektowania topografii układu scalonego *SNK* tak, aby powierzchnia krzemu była mała. Poważną wadą realizacji *SNK* pracujących w trybie napięciowym jest ograniczenie dynamiki przetwarzanych sygnałów wynikające z ograniczonego napięcia zasilania. Wady tej nie posiadają realizacje *SNK* pracujące w trybie prądowym, gdzie ograniczenie dynamiki przetwarzanych sygnałów prądowych wynika głównie z maksymalnego stosowanego stosunku szerokości do długości kanałów tranzystorów MOS. Podane w pracy metody zostały wykorzystane do zaprojektowania prototypowych układów scalonych CMOS wielkiej skali integracji sieci neuronowych komórkowych [6, 7, 18–22, 26–30, 32, 33] i mogą być wykorzystywane do projektowania wielkich sieci neuronowych komórkowych.

BIBLIOGRAFIA

1. L. O. Chua, L. Yang: *Cellular Neural Networks: Theory and Applications*. IEEE Trans. Circuits and Systems, CAS-35, October 1988, pp. 1257–1290.
2. J. M. Cruz, L. O. Chua: *High-Speed High-Density CMOS CNNs*. Memorandum No. UCB/ERL M91/28, Electronics Research Laboratory, College of Engineering, University of California, Berkeley, 19 April 1991.
3. J. M. Cruz, L. O. Chua: *A CNN Chip for Connected Component Detection*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 38, no. 7, July 1991, pp. 812–817.

4. T. Kacprzak, K. Ślot: *Application of multiple-input OTA circuit to cellular neural network implementation*. XV Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, Szczyrk, pp. 578–583, październik 1992.
5. T. Kacprzak, K. Ślot: *Multiple-input OTA-based circuit for cellular neural network implementation in VLSI CMOS technology*. Second International Workshop CNNA'92, Monachium, Niemcy, listopad 1992, pp. 157–162.
6. T. Kacprzak, J. Pacholik, M. Grecki, W. Pleskacz, Z. Jaworski, A. De Vos: *Neural chip with CMOS multiple-input OTA*. Workshop Mixed Design of VLSI Circuits, Dębe, Poland, pp. 90–95, kwiecień 1994.
7. T. Kacprzak: *Rozwój teorii i metod projektowania sieci neuronopodobnych*. Raport merytoryczny z realizacji projektu badawczego KBN Nr 3 3510 92 03, Łódź, lipiec 1994.
8. T. Kacprzak, K. Ślot: *Sieci neuronowe komórkowe*. Warszawa–Łódź, Wydawnictwo Naukowe PWN, 1995.
9. T. Matsumoto, O. Chua, H. Suzuki: *CNN Cloning Template: Connected Component Detector*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 37, no. 5, May 1990, pp. 633–635.
10. R. D. Reed, R. L. Geiger: *A Multiple-Input OTA Circuit for Neural Networks*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 36, no. 5, May 1989, pp. 767–770.
11. T. Sakurai, A. R. Newton: *Alpha-Power Law MOSFET Model and its Applications to CMOS Inverter Delay and Other Formulas*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 25, No. 2, April 1990, pp. 584–594.
12. T. Sakurai, A. R. Newton: *Delay Analysis of Series-Connected MOSFET Circuits*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 26, No. 2, February 1991, pp. 122–131.
13. T. Sakurai, A. R. Newton: *A Simple MOSFET Model for Circuit Analysis*. IEEE Trans. on Electron Devices, vol. 38, no. 4, April 1991, pp. 887–893.
14. K. Ślot: *Analiza projektowa i synteza jednowarstwowych komórkowych sieci neuronopodobnych dla celów przetwarzania obrazów*. Rozprawa Doktorska, Politechnika Łódzka, Instytut Elektroniki, Łódź, 1993.
15. F. Zou, J. A. Nossek: *Stability of Cellular Neural Networks with Opposite-Sign Templates*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 38, no. 6, June 1991, pp. 675–677.
16. J. Kowalski, T. Kacprzak, K. Ślot: *A reprogrammable cell circuit for an image area estimating cellular neural network*. Workshop Mixed Design of VLSI Circuits, Dębe, Poland, pp. 88–93, kwiecień 1994.
17. J. Kowalski, T. Kacprzak, K. Ślot: *VLSI design problems of cellular neural network for image object area estimation*. XVII Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, Polanica Zdrój, pp. 471–476, październik 1994.
18. K. Ślot, J. Kowalski, J. Pacholik: *An object area estimating cellular neural network based VLSI circuit: an overview of circuit analog part*. Workshop Mixed Design of VLSI Circuits, Kraków, Poland, pp. 90–95, maj 1995.
19. K. Ślot, J. Kowalski, J. Pacholik, P. Dębiec: *VLSI Integrated Circuit for Realizing Selected Image Processing Operations*. XVIII Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, Polana Zgorzelisko, 25–27 X 1995, pp. 305–310.
20. K. Ślot, J. Kowalski, J. Pacholik, P. Dębiec: *Cellular neural network based integrated circuit for realizing selected image analyses*. II Konferencja Sieci Neuronowe i ich Zastosowania, Szczyrk, pp. 477–482, 30.04–04.05.1996.
21. K. Ślot, J. Kowalski, J. Pacholik, P. Dębiec: *VLSI integrated circuit for realizing selected gray level image analyses: circuits test results*. Workshop Mixed Design of VLSI Circuits, Łódź, Poland, pp. 311–316, 30.05–01.06.1996.
22. K. Ślot, J. Kowalski, J. Pacholik, P. Dębiec: *Cellular Neural Network Based VLSI Architecture for Image Processing*. Proc. of 4-th IEEE Conf. CNNA-96, Seville, Spain, pp. 249–254, June 24–26, 1996.
23. S. Espejo, A. Rodriguez-Vazquez, R. Carmona, P. Foldesy, A. Zarandy, P. Szolgay, T. Sziranyi, T. Roska: *A 0.8 μ m CMOS Programmable Mixed-Signal Focal-Plane Array Processor with On-Chip Binary Imaging and Instructions Storage*. IEEE Int. Journal of Solid State Circuits, Vol. 32, No. 7, pp. 1013–1026, 1997.

24. A. Pass: *Images*. I 191–194.
25. S. Espe: *CNN Univ* and Syst.
26. K. Ślot: *FIR Filter* Design of
27. T. Kac: *Cellular* pp. 305–3
28. J. Kow: *Average* Circuit T October 2
29. N. K. A: *Network* Conferen
30. K. Ślot: *based on* 1619–16
31. G. Lin: *an Anal* Internatio pp. 201–
32. N. K. A: *Cellular* Network Zakopan
33. J. Kow: *Weighted* Integrate

In this
tance ampli
analitical an
procedure is
checked by
methodolog
number of c

Keywords:

24. A. Passio, A. Kananen, K. Halonen, V. Porra: *A 48 by 48 CNN Chip Operating with B/W Images*. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, pp. 191–194, 7–10 September, 1998.
25. S. Espejo, R. Dominguez-Castro, G. Linan, A. Rodriguez-Vazquez: *A 64×64 CNN Universal Chip with Analog and Digital I/O*. IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Lisboa, Portugal, pp. 203–206, 7–10 September, 1998.
26. K. Ślot, J. Kowalski, P. Dębiec, C. Bolek, J. Pacholik: *Programmable Parallel Image FIR Filter Based on The Cellular Neural Network Paradigm: Circuit Test Results*. Workshop Mixed Design of VLSI Circuits, Łódź, Poland, pp. 369–374, June 18–20, 1998.
27. T. Kacprzak: *Multiple-Input Transconductance CMOS Amplifier in Continuously programmable Cellular Neural Network*. 5th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, pp. 305–308. Lisboa, Portugal, 7–10 Sept. 1998.
28. J. Kowalski, T. Kacprzak, K. Ślot: *VLSI Implementation of Analog Image Median Filter with Average Filter Option Based on Cellular Neural Network Architecture*. XXI National Conference on Circuit Theory and Electronic Networks, Poznań-Kiekrz, Poland, Proceedings, vol. 2, pp. 643–648, October 22–24, 1998.
29. N. K. Al-Ani Nasser, T. Kacprzak, J. Kowalski: *A Programmable Analog Cellular Neural Network Based on Multiple-Input Transconductance CMOS Amplifier*. Proceeding of the 1999 European Conference on Circuits Theory and Design, Stresa – Italy, pp. 948–951, 29 August – 2 September, 1999.
30. K. Ślot, J. Kowalski, A. Napieralski, T. Kacprzak: *Analogue median/average image filter based on cellular neural network paradigm*. Electronics Letters, 16th September 1999, vol. 35, No. 19, pp. 1619–1620.
31. G. Linan, S. Espejo, R. Dominguez-Castro, A. Rodriguez-Vazquez: *The CNNUC3: an Analog I/O 64×64 CNN Universal Machine Chip Prototype with 7-bit Analog Accuracy*. 6-th IEEE International Workshop on Cellular Neural Networks and Their Applications, Proceedings, Catania, Italy, pp. 201–206, May 23–25, 2000.
32. N. K. Al-Ani Nasser, T. Kacprzak, J. Kowalski: *A Programmable g_m -c Time-Varying Cellular Neural Networks Implementation for Optimization and Image Processing*. V Conference Neural Networks and Soft Computing, Proceedings of the Conference, ed. L. Rutkowski, R. Tadeusiewicz, Zakopane, Poland, pp. 730–737, June 6–10, 2000.
33. J. Kowalski, T. Kacprzak, A. De Vos: *A VLSI Circuit Idea of Cellular Neural Network Based Weighted Median Image Filter*. Proceedings of the 7th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits and Systems – MIXDES'2000, Gdynia, Poland, pp. 403–406, June 15–17, 2000.

J. KOWALSKI, T. KACPRZAK

ANALYSIS AND DESIGNING OF CELLULAR NEURAL NETWORKS BASED
ON TRANSKONDUCTANCE AMPLIFIER-OTA
AND MULTIPLE INPUT TRANSKONDUCTANCE AMPLIFIER – MIOTA

Summary

In this article an analysis and methods of the design of Cellular Neural Networks based on transconductance amplifier OTA and multiple input transconductance amplifier MIOTA are presented. A detailed analytical analysis is made using Shichman-Hodges and alpha-power MOS transistor models. The design procedure is explained for a connected component detector and a noise removal examples. The results are checked by SPICE simulations using CMOS MIETEC 2.4 μm technology parameters. The described methodology has been applied for manufacturing a prototype Cellular Neural Network chips with small number of cells and can be used for large VLSI systems.

Keywords: Cellular Neural Networks, CMOS VLSI circuits, ASIC, image processing

rea
ple
is
res
tha

Ke

Line
design o
drawbac
analog f
ductance
literature
and sym
elements
also exte
Other lin

This
uses inp
different
subtracte

Design of Linear CMOS OTA Using a Current Addition/Subtraction Technique

SŁAWOMIR KOZIEŁ, STANISŁAW SZCZEPAŃSKI

*Faculty of Electronics, Telecommunications and Informatics,
Technical University of Gdańsk*

Otrzymano 2000.10.12

Autoryzowano 2001.01.23

An analytical design method based on a current addition/subtraction technique used to realise a linear CMOS OTA is developed. Design trade-offs are discussed and a circuit example employing three differential MOS pairs is presented. The linearity and input voltage range is significantly improved over the single pair transconductor based OTA. SPICE simulation results show that for a power supply ± 2.5 V, the Total Harmonic Distortion at $2.5 V_{pp}$ is less than 0.5%.

Keywords: operational transconductance amplifier, transconductor, CMOS integrated circuit

1. INTRODUCTION

Linear Operational Transconductance Amplifiers (OTAs) are widely used in the design of analog signal processing systems. However, limited linearity is often the major drawback in the use of these circuits in many potential applications, e.g. integrated analog filters. Several effective approaches to improve the linearity of MOS transconductance amplifiers based on source-coupled differential pairs have been reported in the literature [1]–[15]. In [1] the circuit technique based on combination of unsymmetrical and symmetrical differential pairs for realising linearised CMOS transconductance elements has been developed by A. Nedungadi and T.R. Viswanathan. The concept was also extended to alternative transconductor topologies with improved linearity [2]–[4]. Other linearisation method uses differential bipolar pairs operating in parallel [19].

This paper describes an analytical method to design a linearised CMOS OTA that uses input stage based on three source-coupled (both unsymmetrical and symmetrical) differential pairs operating in such a way that appropriate drain currents are added and subtracted. As a result, improved linearity of the presented transconductor is obtained.

2. OTA CIRCUIT ANALYSIS

Fig. 1. shows the simplified schematic diagram of the proposed circuit. All MOS devices are assumed to operate in their saturation region and have their bulks connected to their sources, thus their drain currents can be characterised to first order by:

$$I_D = K(V_{GS} - V_{th})^2 \quad (1)$$

where V_{GS} is the gate to source voltage, V_{th} is the threshold voltage and $K = 0.5\mu C_{ox}W/L$ is the transconductance parameter. All undefined parameters have their usual meaning. The effect of channel length modulation and other second-order effects are neglected in this analysis [17], [18].

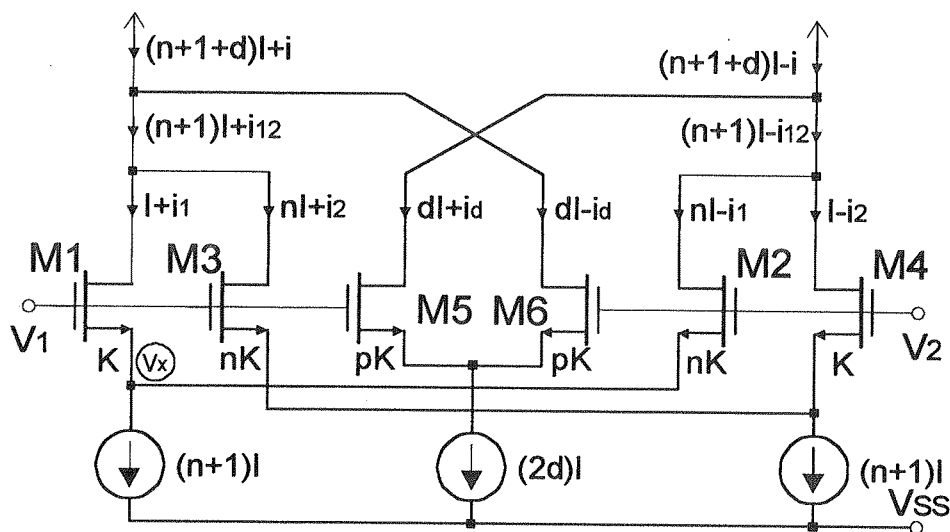


Fig. 1. Simplified schematic diagram of the proposed transconductor

Let us introduce the following notation: $v = V_1 - V_2$ is differential input voltage, i_1 , i_2 are incremental currents due to v in the transistors M_1 (M_2) and M_3 (M_4), respectively, and i_d is incremental current in the transistor M_5 (M_6). We define also $i_{12} = i_1 + i_2$ and $i = i_{12} - i_d$ — the output current of the circuit in Fig. 1. The reference bias currents is denoted as I . V_x is auxiliary potential. We assume the reference transconductance parameter K for NMOS transistors. Thus, the transconductance parameters for M_2 and M_3 are $n \cdot K$ and for M_5 and M_6 are $p \cdot K$. We introduce also normalised variables $x = v\sqrt{K/I}$ and $y = i/I$ (similarly $y_1 = i_1/I$, $y_2 = i_2/I$, $y_{12} = i_{12}/I$ and $y_d = i_d/I$).

Consider the pair (M_1 , M_2) in Fig. 1. Using (1) and the notation introduced above, we can write:

$$\begin{aligned} I + i_1 &= K(V_1 - V_x - V_{th})^2 \\ nI - i_1 &= nK(V_1 - V_x - V_{th})^2 \end{aligned} \quad (2)$$

From (2) we obtain:

$$v = \sqrt{\frac{I + i_1}{K}} - \sqrt{\frac{nI - i_1}{nK}} \quad (3)$$

Using normalised variables we get:

$$x = \sqrt{1 + y_1} - \sqrt{1 - \frac{y_1}{n}} \quad \text{for } -1 \leq y_1 \leq n \quad (4)$$

For the pair (M_3, M_4) we can write an analogous expression:

$$x = \sqrt{1 + \frac{y_2}{n}} - \sqrt{1 - y_2} \quad \text{for } -n \leq y_2 \leq 1 \quad (5)$$

We can calculate the inverse functions for (4) and (5) [1]:

$$y_1 = -1 \quad \text{for } x < -\sqrt{(n+1)/n} \quad (6a)$$

$$y_1 = \gamma x^2 + \frac{\alpha}{2} x \sqrt{1 - \beta x^2} \quad \text{for } -\sqrt{(n+1)/n} \leq x \leq \sqrt{n+1} \quad (6b)$$

$$y_1 = n \quad \text{for } x > \sqrt{n+1} \quad (6c)$$

$$y_2 = -n \quad \text{for } x < -\sqrt{n+1} \quad (7a)$$

$$y_2 = -\gamma x^2 + \frac{\alpha}{2} x \sqrt{1 - \beta x^2} \quad \text{for } -\sqrt{n+1} \leq x \leq \sqrt{(n+1)/n} \quad (7b)$$

$$y_2 = 1 \quad \text{for } x > \sqrt{(n+1)/n} \quad (7c)$$

$$\text{where } \alpha = 4n/(n+1), \quad \beta = n/(n+1)^2, \quad \gamma = n(n-1)/(n+1)^2 \quad (8)$$

Similarly as in [1] two unsymmetrical pairs (M_1, M_2) and (M_3, M_4) act as the cross coupled quad cell hence the normalised transfer characteristic $y_{12} = y_1 + y_2$ can be described as follows:

$$y_{12} = \alpha x \sqrt{1 - \beta x^2} \quad \text{for } |x| \leq \sqrt{(n+1)/n} \quad (9a)$$

$$y_{12} = \left(1 + \gamma x^2 + \frac{\alpha}{2} |x| \sqrt{1 - \beta x^2}\right) \text{sgn}(x) \quad \text{for} \quad \sqrt{(n+1)/n} < |x| \leq \sqrt{n+1} \quad (9b)$$

$$y_{12} = (n+1) \text{sgn}(x) \quad \text{for} \quad |x| > \sqrt{n+1} \quad (9c)$$

Fig. 2 shows the normalised transfer characteristic y_{12} of the circuit in Fig. 1. Analysis of the conventional symmetrical pair (M_5, M_6) operating in parallel with the pairs (M_1, M_2) and (M_3, M_4) gives the following expressions for the normalised characteristic y_d :

$$y_d = x \sqrt{p(d - px^2/4)} \quad \text{for} \quad |x| \leq \sqrt{2d/p} \quad (10a)$$

$$y_d = d \text{sgn}(x) \quad \text{for} \quad |x| > \sqrt{2d/p} \quad (10b)$$

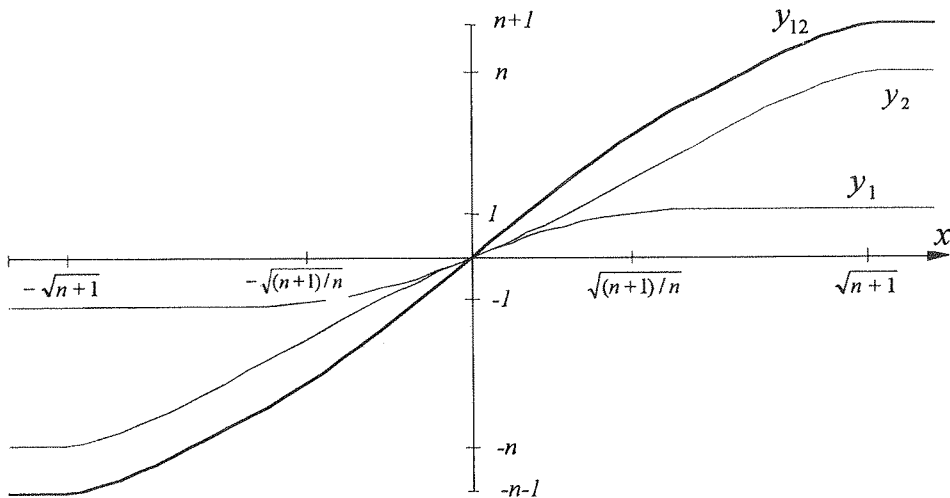


Fig. 2. Theoretical normalised transfer characteristics y_1 , y_2 and y_{12} of the OTA's first stage in Fig. 1

Having y_{12} and y_d we can determine the normalised transfer characteristic $y = y_{12} - y_d$ of the circuit in Fig. 1 and its normalised transconductance characteristic g_m as follows:

$$g_m = \frac{\partial y}{\partial x} = g_{m12} - g_{md} \quad (11)$$

where

$$g_{m12} = \frac{\partial y_{12}}{\partial x} = \alpha \frac{1 - 2\beta x^2}{\sqrt{1 - \beta x^2}} \quad \text{for} \quad |x| \leq \sqrt{(n+1)/n} \quad (12a)$$

$$(9b) \quad g_{m12} = 2\gamma|x| + \frac{a}{2} \cdot \frac{1-2\beta x^2}{\sqrt{1-\beta x^2}} \quad \text{for} \quad \sqrt{(n+1)/n} < |x| \leq \sqrt{n+1} \quad (12b)$$

$$(9c) \quad g_{m12} = 0 \quad \text{for} \quad |x| > \sqrt{n+1} \quad (12c)$$

and

$$g_{md} = \frac{\partial y_d}{\partial x} = \sqrt{p} \frac{d - px^2/2}{\sqrt{d - px^2/4}} \quad \text{for} \quad |x| \leq \sqrt{2d/p} \quad (13a)$$

$$g_{md} = 0 \quad \text{for} \quad |x| > \sqrt{2d/p} \quad (13b)$$

Fig. 3 and 4 show the transconductance characteristics $g_{m12}(x)$ and $g_{md}(x)$, respectively.

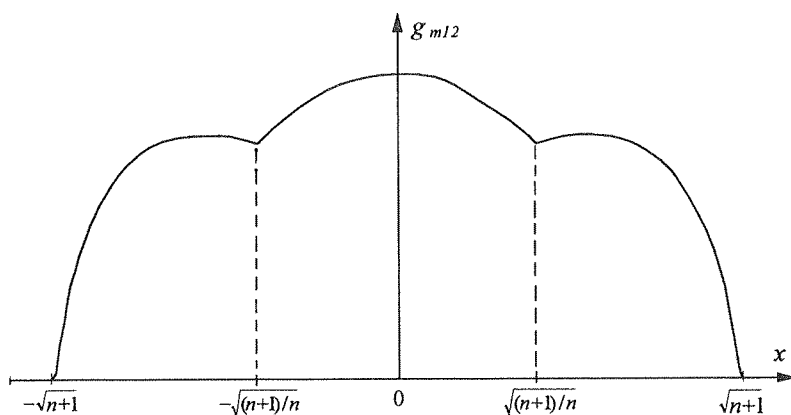


Fig. 3. Transconductance characteristic $g_{m12}(x)$

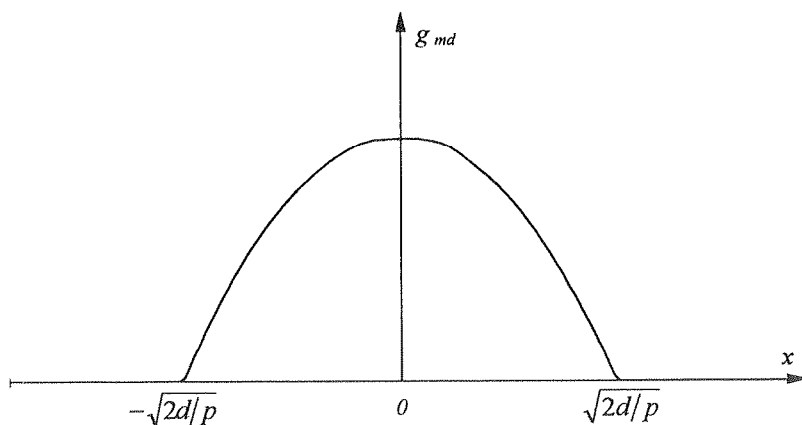


Fig. 4. Transconductance characteristic $g_{md}(x)$

3. DESIGN METHOD

The transfer characteristic of the circuit of Fig. 1 in normalised variables is $y = y_{12} - y_d$. Respective transconductance characteristic is $g_m = g_{m12} - g_{md}$. Our aim is to make y as linear as possible which is equivalent to making g_m as 'flat' as possible. According to (12a) ÷ (12c) and (13a) ÷ (13b) g_m is fully determined by three parameters: n , d and p . Thus we can impose three conditions upon the characteristics g_{m12} and g_{md} in order to uniquely determine the values of n , d and p . Fig. 5 explains the idea of the design.

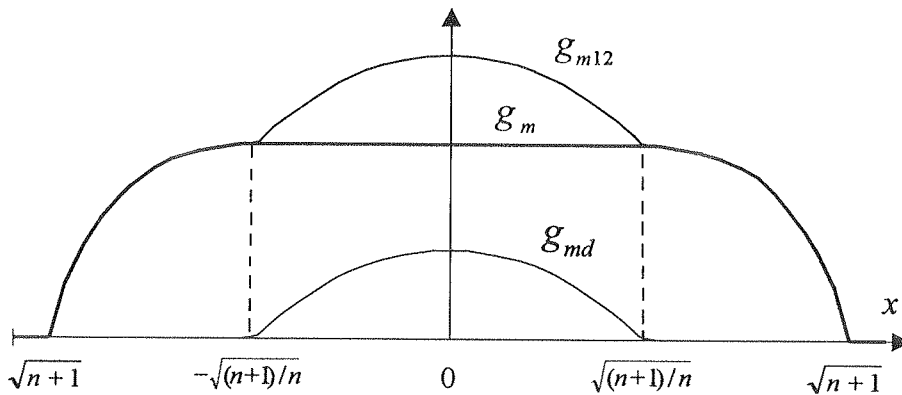


Fig. 5. The idea of the design of the transconductor in Fig. 1

According to Fig. 5, the following assumptions were made:

- (i) The value of parameter n has to be chosen in such a way that g_{m12} is constant in the right neighbourhood of $x = \sqrt{(n+1)/n}$ (equivalently, g_{m12} is constant in the left neighbourhood of $x = -\sqrt{(n+1)/n}$),
- (ii) The values of d and p have to be chosen in such a way that $g_{md}(x)$ vanishes exactly for $x = \pm\sqrt{(n+1)/n}$ (i.e. $y_d = \pm d$ for $x = \pm\sqrt{(n+1)/n}$),
- (iii) The values of d and p have to be chosen in such a way that

$$g_{md}(0) = g_{m12}(0) - g_{m12}(\sqrt{(n+1)/n}) \quad (14)$$

Assumptions (i) and (ii) enable us to compensate the 'irregularity' of the characteristic g_{m12} by g_{md} ; in particular we will obtain: $g_m(-\sqrt{(n+1)/n}) = g_m(0) = g_m(\sqrt{(n+1)/n})$.

According to (i), we require g_{m12} to be constant in the right neighbourhood of $x = \sqrt{(n+1)/n}$, that is:

$$\left. \frac{\partial g_{m12}}{\partial x} \right|_{x=\sqrt{(n+1)/n}} = \left. \frac{\partial^2 y_{12}}{\partial x^2} \right|_{x=\sqrt{(n+1)/n}} = 0 \quad (15)$$

We differentiate (12b) and get:

$$\frac{\partial^2 y_{12}}{\partial x^2} = \frac{\partial}{\partial x} \left(2\gamma x + \frac{\alpha}{2} \left(\frac{1-2\beta x^2}{\sqrt{1-\beta x^2}} \right) \right) = 2\gamma + \frac{\alpha\beta x}{2} \left(\frac{-3+2\beta x^2}{(1-\beta x^2)\sqrt{1-\beta x^2}} \right) \quad (16)$$

variables is
r aim is to
s possible.
parameters:
and g_{md} in
dea of the

Inserting (16) into (15) for $x = \sqrt{(n+1)/n}$ (recall that α , β and γ are given by (8)), we obtain the following equation for n :

$$2 \frac{n(n-1)}{(n+1)^2} + \frac{4n}{2(n+1)} \cdot \frac{n}{(n+1)^2} \cdot \sqrt{\frac{n+1}{n}} \cdot \left(\frac{-3+2/(n+1)}{(n/(n+1))\sqrt{(n+1)/n}} \right) = 0 \quad (17)$$

from which we get:

$$n^2 - 4n - 1 = 0 \quad (18)$$

whose positive root is:

$$n_0 = 2 + \sqrt{5} \approx 4.236 \quad (19)$$

According to (ii) we want g_{md} to equal zero for $x = \pm\sqrt{(n+1)/n}$, that is $y_d = \pm d$ for $x = \pm\sqrt{(n+1)/n}$. Taking into account (10a) we get the following equation:

$$\sqrt{(n+1)/n} = \sqrt{2d/p} \quad (20)$$

hence, for $n = n_0$, we obtain:

$$\frac{d_0}{p_0} \approx 0.618 \quad (21)$$

Now, we want to satisfy (14). From (12a) we have:

$$g_{m12}(0) = \alpha \quad (22)$$

$$(14) \quad g_{m12}(\sqrt{(n+1)/n}) = \alpha \frac{n-1}{\sqrt{n(n+1)}} \quad (23)$$

and, from (13a):

$$g_m(0) = \sqrt{pd} \quad (24)$$

Inserting (22), (23) and (24) into (14) we arrive at the expression:

$$(15) \quad pd = 16n(\sqrt{n(n+1)} - n + 1)^2 \cdot (n+1)^{-3} \quad (25)$$

For $n = n_0$ we have:

$$p_0 \cdot d_0 \approx 1.025 \quad (26)$$

Having the values of d_0/p_0 and $p_0 \cdot d_0$ (given by (21) and (26), respectively) we can determine the values of d_0 and p_0 , that are:

$$d_0 \approx 0.796 \quad p_0 \approx 1.288 \quad (27)$$

Fig. 6 shows the theoretical transconductance characteristic of the circuit (in normalised variables) obtained for n_0 , d_0 and p_0 given by (19) and (27). The transconductance is almost constant in the wide range of the normalised input signal variation. It means that the transfer characteristic of the circuit is highly linear.

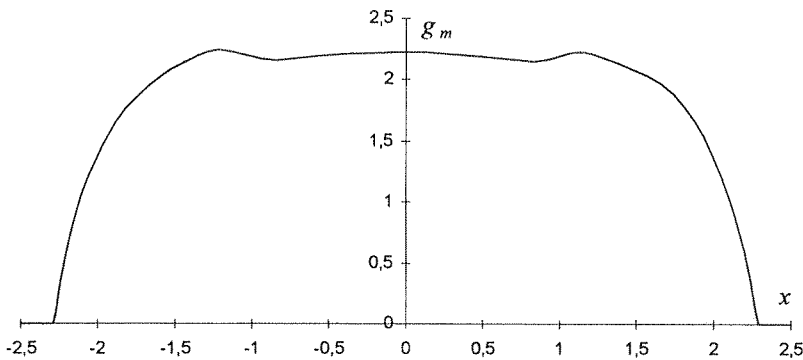


Fig. 6. Theoretical transconductance characteristic of the circuit (in normalised variables)

The three parameters n , d and p enable us to control the transfer characteristic of OTA. One should notice that the parameter n is independent of the parameters d and p . This is a significant advantage of the proposed circuit topology since it simplifies the linearisation of the real OTA. It will be shown in section 4 that the optimal values of the parameters n , d and p for OTA considered with second order effects, differ slightly from the theoretical ones, i.e. those given by (19) and (27).

One can easily show that the OTA structure in Fig. 1 can be modified to a single-ended configuration by simple replacing the two current sources of the value $(n+I+d)I$ in output stage with a current mirror circuit. All the design parameters n_0 , d_0 and p_0 remain unchanged. Note that in the single-ended configuration the transconductance is twice increased in comparison to the differential output.

An additional modification of the OTA in Fig. 1 is also possible. Namely, the drains of the transistors M_2 , M_3 can be connected to power voltage V_{DD} (note that such a modification can only work in a single-ended configuration). In this case, the design procedure described above is still valid for the assumption (i) and (ii) but the assumption (iii) takes a new form. The normalised transfer characteristic of the modified circuit is

now giving
the following
of the
unchanging
 V_{DD} , with
transcon
How
normal
of fully
Sim
-function

Fig
circuit f
Note tha
The
using S



now given by $y(x) = y_{12}(x) - 2y_d(x)$. Thus, to obtain the optimal linearity we must satisfy the following equality: $2g_{md}(0) = g_{m12}(0) - g_{m12}(\sqrt{(n+1)/n})$. As a result, the new values of the design parameters are $d_0 = 0.398$, $p_0 = 0.644$ while the value of n_0 remains unchanged. Under assumption that the drains of the transistors M_2 , M_3 are connected to V_{DD} , we obtain a 40 percent reduction of the total power consumption, while the transconductance g_m is not decreased.

However, note that the fully balanced architecture of OTA as shown in Fig. 7 has normally better dynamic range, PSRR and CMRR. Furthermore, the inherent symmetry of fully differential OTAs tends to reduce offsets and drift [17], [18].

Similarly as in [1] the transconductor in Fig. 1 can be reconfigured to a square-law-function circuit. Thus, its nonlinear applications are also possible.

4. SIMULATION RESULTS

Fig. 7 shows a complete diagram of the CMOS OTA1 based on the simplified circuit from Fig. 1, where all n-channel MOS transistors are replaced by p-channel ones. Note that the common mode feedback circuit (CMFB) is presented in Fig. 8.

The OTA circuit was designed for $0.5\mu\text{m}$ HP AMOS14TB process and simulated using SPICE with level 7 models and MOSFETs with $V_{tn} = 0.628\text{ V}$, $V_{tp} = -0.814\text{ V}$,

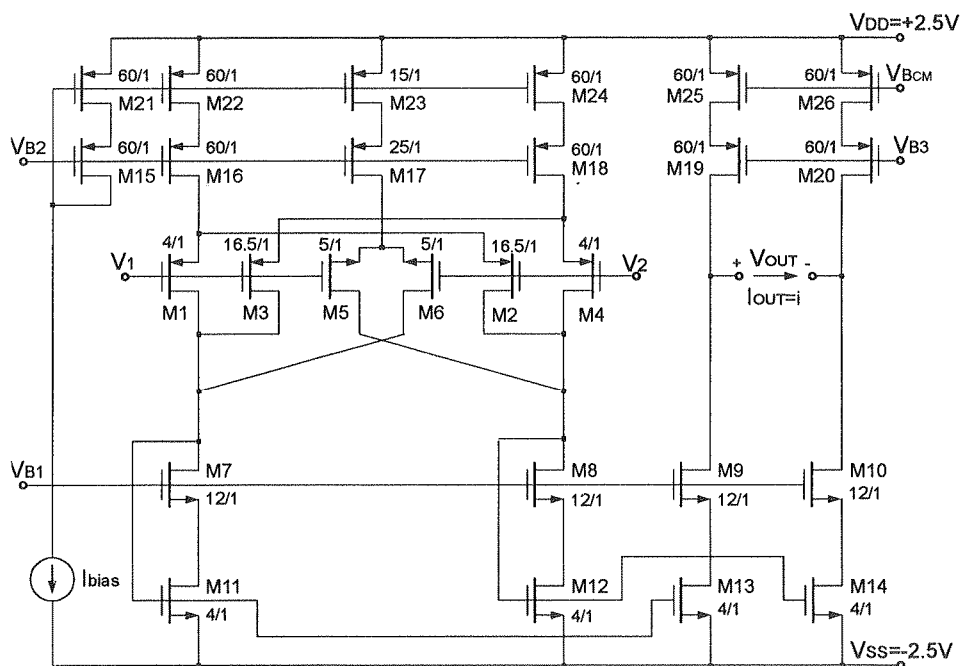


Fig. 7. Complete circuit diagram of the CMOS OTA

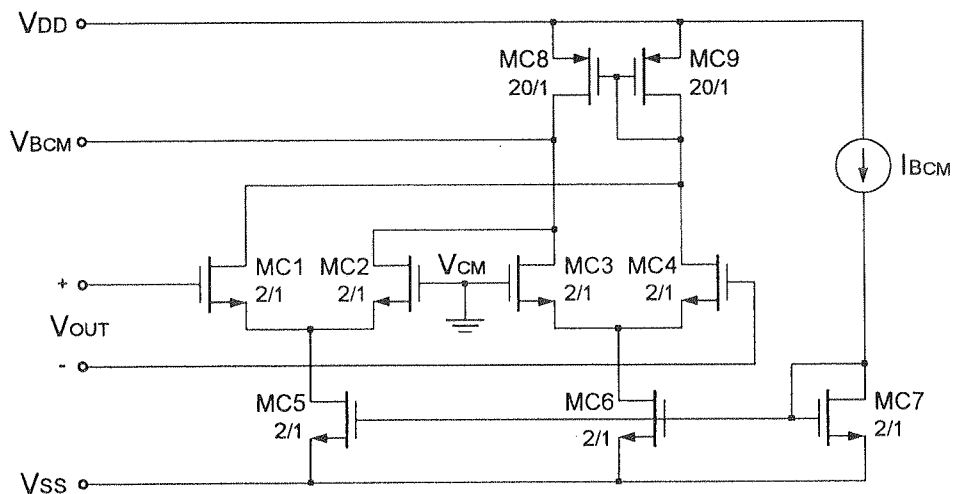


Fig. 8. Common-mode feedback circuit

Table 1

Specification of OTA design parameters

Design parameter					
n_0		d_0		p_0	
theoretical	actual	theoretical	actual	theoretical	actual
4.236	4.125	0.796	0.641	1.288	1.250

$K_{on} = 69.3 \mu\text{A}/\text{V}^2$, and $K_{op} = 25.9 \mu\text{A}/\text{V}^2$. All p-channel and n-channel transistors have their bulks connected to V_{DD} and V_{SS} , respectively. Theoretically obtained parameters n_0 , d_0 and p_0 have been used as a starting point in designing the transconductance amplifier. However, due to the second-order effects and the fact that the values of the transistors channel widths must fit the $0.5 \mu\text{m}$ grid, the actual values of n_0 , d_0 and p_0 which give the optimal linearity differ slightly from the theoretical ones. It means that the design procedure described in section 3 can be successfully employed in implementing the complete OTA circuit. Table 1 shows the theoretical and actual values of the design parameters for the considered OTA circuit.

Table 2 summarises the simulated parameters of the designed OTA in Figs. 7. Fig. 9 shows simulated THD of OTA with a 5 MHz sine wave. It is worth noticing that THD is less than 0.5% up to the $2.5 V_{pp}$ input voltage. Thus, the proposed OTA with large-signal swing capability at its input is well suited for many applications, e.g. continuous-time OTA-C filters [5], [16].

Note that it is also possible to obtain a reduction of the power consumption of OTA in Figs. 7 by re-scaling the channel widths of transistors M_1 – M_4 . For example, setting $W/L = 2/1$ in the transistors M_1 , M_2 and adjusting W/L of some of the remaining

transistors
one ob
capabil
because
circuit
method

Table 2

OTA simulated results ($V_{DD} = -V_{SS} = 2.5$ V)

Parameter	Value
DC gain	56–72 dB
Transconductance range	34–105 $\mu\text{A}/\text{A}$
THD @ 2.5 V _{pp} , 5 MHz sine wave	–47 dB
Integrated input noise (1–20 MHz) @ $I_{bias} = 200$ μA	168 μV_{RMS}
Dynamic range (DR) (THD = –40 dB, @ 5 MHz and $I_{bias} = 200$ μA)	76 dB
CMRR @ 10 MHz	99 dB
PSRR+ @ 10 MHz	69 dB
PSRR– @ 10 MHz	> 100 dB
Equivalent input capacitance C_{in}	0.034 pF
Equivalent output capacitance C_{out}	0.015 pF
Power consumption @ $I_{bias} = 200$ μA	5.7 mW
CM DC output voltage change	< 5 mV

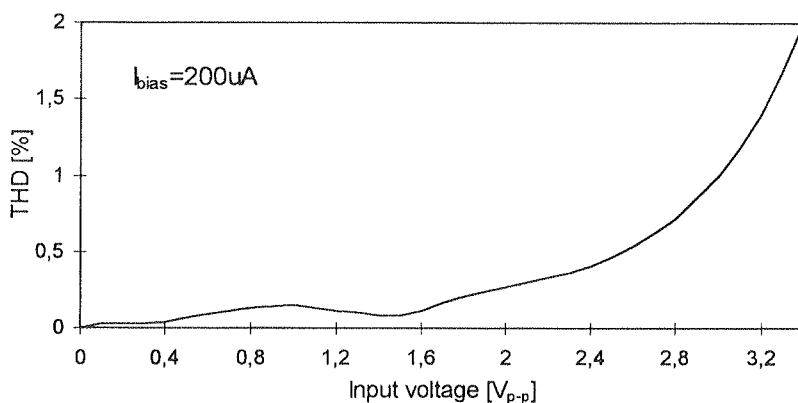


Fig. 9. Simulated THD of the proposed OTA in Fig. 7 with a 5 MHz sine wave

transistors in order to maintain the proper values of the design parameters n_0 , d_0 and p_0 , one obtains circuit with power consumption less than 3 mW and the large-signal swing capability as good as previously. Of course, the transconductance is now twice decreased because of the reduction of I_{bias} . Nevertheless, one should stress the 'flexibility' of the circuit in question: it is possible to find a good trade-off within the same design methodology.

5. CONCLUSION

The simple and effective design method based on the square-law MOS modeling has been developed for realizing a very linear, fully balanced tunable CMOS OTA. The OTA circuit has been implemented using a cross-coupled quad cell and a linearising differential pair in the input stage, as well as a current mirror based output stage. The design procedure provides us with numerical values of the three design parameters for which one gets the optimal linearity of the overall OTA circuit. Theoretical values of the design parameters are close to those giving the optimal linearity of the simulated circuit.

REFERENCES

1. A. P. Nedungadi, T. R. Viswanathan: *Design of linear CMOS transconductance elements*. IEEE Trans. Circuits Syst., vol CAS 31, pp. 831–834, Oct. 1984.
2. P. Wu, R. Schaumann, S. Szczepański: *A CMOS OTA with improved linearity based on current addition*. Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 1990, pp. 2296–2299.
3. S. Szczepański, A. Czarniak, P. Gebacki: *Synthesis of CMOS transconductance amplifiers with linearised transfer characteristics*. Proc. National Conf. Circuit Theory and Electronic Networks, 1990, pp. 223–228.
4. P. Wu, R. Schaumann, W. R. Daasch: *A 20 MHz fully-balanced transconductance-C filter in 2 μ m technology*. Proc. IEEE Int. Symp. Circuits and Systems, 1993, pp. 1188–1191.
5. Y. P. Tsividis: *Integrated continuous-time filter design – an overview*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 29, pp. 116–176, Mar. 1994.
6. R. L. Geiger, E. Sánchez-Sinencio: *Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial*. IEEE Circuit and Devices Mag., vol. 1, pp. 20–32, Mar. 1985.
7. A. P. Nedungadi, R. L. Geiger: *High frequency voltage controlled continuous time lowpass filter using linearised CMOS integrators*. Electron Lett., vol. 22, pp. 729–731, June 1986.
8. M. I. Ali, M. Howe, E. Sánchez-Sinencio, J. Ramirez-Angulo: *A BiCMOS low distortion tunable OTA for continuous-time filters*. IEEE Trans. Circuits Syst.-I, vol. 40, pp. 43–49, Jan. 1993.
9. H. Khorrambadi, P. R. Gray: *High-frequency continuous-time filters*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 19, pp. 939–947, Dec. 1984.
10. F. Krummenacher, N. Joehl: *A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 23, pp. 750–758, June 1988.
11. J. M. Khoury: *Design of a 15-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip Tuning*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 26, pp. 1988–1997, Feb. 1991.
12. Z. Wang, W. Guggenbuhl: *A voltage-controllable linear MOS transconductor using bias offset technique*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 25, pp. 315–317, Feb. 1990.
13. R. Alini, A. Baschiroto, R. Castello: *8–32 MHz tunable BiCMOS continuous-time filter for high-frequency applications*. IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 27, pp. 1905–1915, Dec. 1992.
14. S. Szczepański, J. Jakusz, R. Schaumann: *A linear fully balanced CMOS OTA for VHF filtering applications*. IEEE Trans. Circuits Syst.-II, vol. 44, pp. 174–187, Mar. 1997.
15. J. Glinianowicz, J. Jakusz, S. Szczepański, Y. Sun: *High-frequency two-input CMOS OTY for continuous-time filter applications*. IEE Proc.-Circuits Devices Syst., vol. 147, No. 1, pp. 13–18, Feb. 200.
16. R. Schaumann, M. S. Ghausi, K. R. Laker: *Design of Analog Filters: Passive, Active RC and Switched Capacitor*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1990.

17. R. L. L.
Circu
18. K. R.
McGr
19. H. T.
techni
937–5

PROJEKT
(OTA)

Linic
– OTA) C
cyfrowych
ne zastoso
charaktery
wzmacnia
torów CM
potwierdzi
punkt start
przydatnos
układowy
(symulacje
MOSIS).
pobudzeni
CMRR, P
rozwiązani

Słowa kluc

17. R. L. Geiger, P. E. Allen, N. R. Strader: *VLSI Design Techniques for Analog and Digital Circuits*. New York, McGraw-Hill, 1990.
18. K. R. Laker, W. M. C. Sansen: *Design of Analog Integrated Circuits and Systems*. New York, McGraw-Hill, 1994.
19. H. Tanimoto, M. Koyama, Y. Yoshida: *Realization of a 1-V active filter using a linearization technique employing plurality of emitter-coupled pairs*. IEEE J. of Solid-State Circuits, SC-26, pp. 937–945, July 1991.

S. KOZIEL, S. SZCZEPAŃSKI

PROJEKTOWANIE LINIOWYCH OPERACYJNYCH WZMACNIACZY TRANSKONDUKTANCYJNYCH (OTA) CMOS Z WYKORZYSTANIEM TECHNIKI SUMOWANIA/ODEJMOWANIA PRĄDÓW

Streszczenie

Liniowe operacyjne wzmacniacze transkonduktancyjne (ang. *Operational Transconductance Amplifier – OTA*) CMOS są szeroko wykorzystywane w projektowaniu współczesnych analogowych i analogowo-cyfrowych systemów przetwarzania sygnałów. Jednym z głównych czynników ograniczających ich potencjalne zastosowania, na przykład w analogowych filtrach CMOS OTA-C czasu ciągłego, jest niewielka liniowość charakterystyk przejściowych. W niniejszej pracy zaprezentowano w pełni analityczną metodę projektowania wzmacniaczy operacyjnych OTA o zwiększonej liniowości wykorzystując proste modele kwadratowe tranzystorów CMOS. Przeprowadzone w szerokim zakresie badania symulacyjne za pomocą programu PSPICE potwierdziły, że uzyskane na drodze teoretycznej wartości parametrów projektowych stanowią bardzo dobry punkt startowy do projektowania układu z uwzględnieniem efektów drugiego rzędu, co świadczy o praktycznej przydatności opracowanej metody projektowania. W części końcowej pracy przedstawiono pełny schemat układowy operacyjnego wzmacniacz transkonduktancyjnego wraz z rezultatami symulacji komputerowych (symulacje przeprowadzono z uwzględnieniem wymagań technologicznych procesu 0.5 μm HP AMOS14TB, MOSIS). Uzyskane wyniki potwierdziły wysoką liniowość charakterystyk przejściowych ($\text{THD} < 0.5\%$ przy pobudzeniu sinusoidalnym 2.5 V_{pp} o częstotliwości 5 MHz). Również wartości innych parametrów takich jak CMRR, PSRR i DR wskazują, że proponowane rozwiązanie układowe jest konkurencyjne w stosunku do rozwiązań prezentowanych wcześniej w literaturze przedmiotu.

Słowa kluczowe: transkonduktancyjny wzmacniacz operacyjny, transkonduktor, układ scalony CMOS

A. A. Petre
i zastos
A. A. Petre
pasmow
A. A. Kuc
z wykon
D. Kania: l
W. Podmio
J. Kowals
w techn
S. Kozieł,
nych (C

A. A. Petre
A. A. Petre
A. A. Kuc
D. Kania:
W. Podmio
J. Kowals
tance a
S. Kozieł,
techniq

SPIS TREŚCI

A. A. Petrovsky, J. Baszun: Projektowanie cyfrowych przestrajanych filtrów pasmowych – synteza i zastosowania	5
A. A. Petrovsky, J. Baszun: Efekt skończonej długości słowa w rekursywnych przestrajalnych filtrach pasmowych	27
A. A. Kucharski: Cylindryczne rezonatory dielektryczne w zastosowaniach antenowych – analiza z wykorzystaniem równań całkowych	43
D. Kania: Realizacja układów kombinacyjnych w strukturach MACH	65
W. Podmiotko, A. Szymański: Prądowo-napięciowy, niskoszumny scalony wzmacniacz impulsów . .	75
J. Kowalski, T. Kacprzak: Analiza i projektowanie sieci neuronowych komórkowych realizowanych w technice układowej wzmacniaczy transkonduktacyjnych jedno- i wielowejściowych	87
S. Kozieł, S. Szczepański: Projektowanie liniowych operacyjnych wzmacniaczy transkonduktancyjnych (OTA) CMOS z wykorzystaniem techniki sumowania/odejmowania prądów	121

CONTENTS

A. A. Petrovsky, J. Baszun: Design of digital tunable bandpass filters – synthesis and applications .	5
A. A. Petrovsky, J. Baszun: Finite word length effects in tunable recursive bandpass filters	27
A. A. Kucharski: Cylindrical dielectric resonators in antenna applications – integral equations analysis	43
D. Kania: A Technology mapping algorithm for MACH devices	65
W. Podmiotko, A. Szymański: Low noise, current-voltage integrated charge amplifier	75
J. Kowalski, T. Kacprzak: Analysis and designing of cellular neural networks based on transconductance amplifier – OTA and multiple input transconductanceE amplifier – MIOTA	87
S. Kozieł, S. Szczepański: Design of linear CMOS OTA using a current addition/subtraction technique	121

INFORMACJE DLA AUTORÓW

Redakcja przyjmuje do publikowania prace oryginalne, przeglądowe i monograficzne wchodzące w zakres szeroko pojętej elektroniki. Ponieważ KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, w związku z tym na jego łamach znajdują się prace naukowe dotyczące podstaw teoretycznych i zastosowań z zakresu elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Artykuły powinny charakteryzować oryginalne ujęcie zagadnienia, własna klasyfikacja, krytyczna ocena (teorii lub metod), omówienie aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówienie perspektyw rozwojowych.

Artykuły publikowane w innych czasopismach nie mogą być kierowane do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji w drugiej kolejności zgłoszenia.

Objętość artykułu nie powinna przekraczać 30 stron po około 1800 znaków na stronie, w tym rysunki i tabele.

Wymagania podstawowe.

Artykuły należy nadsyłać na wyraźnym, jednostronnym, czarno-białym wydruku komputerowym. Wydruk w formacie A4 powinien mieć znormalizowaną liczbę wierszy i znaków w wierszu (30 wierszy po 60 znaków w wierszu), w dwóch egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Do wydruku powinna być dołączona dyskietka z elektronicznym tekstem artykułu. Preferowane edytory to WORD 6 lub 8. Układ artykułu (w wersji podstawowej) musi być następujący:

- Tytuł.
- Autor (imię i nazwisko autora/ów).
- Miejsce pracy (nazwa instytucji, miejscowość, adres, + ew. adres elektroniczny (e-mail)).
- Zwięzłe streszczenie powinno być w języku takim, w jakim jest pisany artykuł (wraz ze słowami kluczowymi).
- Tekst podstawowy powinien mieć następujący układ:
 1. WPROWADZENIE
 2. np. TEORIA
 3. np. WYNIKI NUMERYCZNE
 - 3.1.
 - 3.2.
 4.
 5.
 6. PODSUMOWANIE
 7. ew. PODZIĘKOWANIE
 8. BIBLIOGRAFIA
- Układ streszczenia w dodatkowej wersji językowej powinien być następujący:

TYTUŁ (w języku angielskim – o ile artykuł pisany jest w języku polskim i na odwrot),
AUTOR (inicjał imienia i nazwisko).

Obszerne jednostronne streszczenie (wraz z słowami kluczowymi) w języku:

- a) angielskim, gdy artykuł pisany jest w języku polskim,
- b) polskim, gdy artykuł pisany jest w języku angielskim.

Streszczenie to powinno pozwolić czytelnikowi na uzyskanie istotnych informacji zawartych w pracy.

- Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu.

Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjiowania, podkreślania i pisania tekstu dużymi literami z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami (np. FORTRAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie zwykłym ołówkiem za pomocą przyjętych znaków adiustacyjnych np. podkreślenie linią przerywaną oznacza spacjiowanie (rozstrzelanie), podkreślenie linią ciągłą – pogrubienie, podkreślenie wężykiem – kursywa.

Tekst po
Margines
najmniej
i podroz

Sposób p
Tabele po
małymi l
bezpośred
Tabele ur
wych. W

Sposób p
Rozmiesz
Wskaźnik
w stosun
linie, kro
Numery
strony. N
Electroni

Powołan
Powołani
opatrzone
artykułu.
- periody
- nieperi

- książki

Materiał
Rysunki
niż 9×1
Fotografi
Na marg
Autora o
i fotogra

Uwagi d
Na odręb
- adres o
- telefon
- adres o

Autorowi
może zar
Autora o
oraz zwr
Autorowi
wiersze.
Redakcja

Tekst powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami, tytuły i podtytuły małymi literami. Marginesy z każdej strony powinny mieć około 35 mm. Wielkość czcionki wydruku powinna być zbliżona co najmniej do wielkości czcionki maszyny do pisania (minimum 12 punktów). Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż III stopnia (np. 4.1.1.).

Sposób pisania tabel.

Tabele powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tabel należy pisać bezpośrednio pod tabelami. Tabele należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tabeli podać tytuł. Tabele umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tabele algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ. Tabele powinny być cytowane w tekście.

Sposób pisania wzorów matematycznych.

Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi, całkami i in. symbolami (strzałki, linie, kropki, daszki) powinny być umieszczone dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów cyframi arabskimi powinny być kolejne i umieszczone w nawiasach okrągłych z prawej strony. Nazwy jednostek, symbole literowe i graficzne powinny być zgodne w wytycznymi IEE (International Electronical Commision) oraz ISO (Intemational Organization of Standarization).

Powołania.

Powołania na publikacje powinny być umieszczone na ostatnich stronach tekstu pod tytułem „Bibliografia”, opatrzone numeracją kolejną bez nawiasów. Numeracja ta powinna być zgodna z odnośnikami w tekście artykułu. Przykłady opisu publikacji:

- periodycznej 1. F. Valdoni: A new milimetre wave satelitę. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
- nieperiodyczne 2. K. Andersen: A resource allocation framework. XVI Intemational Symposium, Stockholm (Sweden), may 1991, paper A 2.4
- książki 3. Y.P. Tvidis: Operation and modeling ofthe MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Materiały ilustracyjne.

Rysunki powinny być wykonane wyraźnie, na papierze gładkim lub milimetrowym w formacie nie mniejszym niż 9×12 cm. Mogą być także w postaci wydruku komputerowego (preferowany edytor Corel Draw). Fotografie lub diapozytywy przyjmowane są raczej czarno-białe w formacie nie przekraczającym 10×15 cm. Na marginesie każdego rysunku i na odwrocie fotografii powinno być napisane ołowiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczone oraz numer rysunku. Spis podpisów pod rysunki i fotografie powinien być umieszczony na oddzielnej stronie. Rysunki powinny być cytowane w tekście.

Uwagi dodatkowe.

Na odrębnej stronie powinny być podane następujące informacje:

- adres do korespondencji z kodem pocztowym (domowy lub do miejsca pracy),
- telefon domowy i/lub do miejsca pracy,
- adres e-mailowy (jeśli autor posiada).

Autorowi przysługuje bezpłatnie 20 odbitek artykułu. Dodatkowe egzemplarze odbitek, lub cały zeszyt Autor może zamówić u wydawcy na własny koszt.

Autora obowiązuje korekta autorska, którą powinien wykonać w ciągu 3 dni od daty otrzymania tekstu z Redakcji oraz zwrócić osobiście, lub listownie pod adres Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnym arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy. Redakcja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR AUTHORS OF K.E.T

The editorial staff will accept for publishing only original monographic and survey papers concerning widely understood electronics. Because of the fact that KWATRALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunications of Polish Academy of Science, it presents scientific works concerning theoretical bases and applications from the field of electronics, telecommunications, microelectronics, optoelectronics, radioelectronics and medical electronics.

Articles should be characterised by original depiction of a problem, its own classification, critical opinion (concerning theories or methods), discussion of an actual state or a progress of a given branch of a technique and discussion of development perspectives.

An article published in other magazines can not be submitted for publishing in K.E.T.

The size of an article can not exceed 30 pages, 1800 character each, including figures and tables.

Basic requirements

The article should be submitted to the editorial staff as a one side, clear, black and white computer printout in two copies. The article should be prepared in English or Polish. Floppy disc with an electronic version of the article should be enclosed. Preferred wordprocessors: WORD 6 or 8.

Layout of the article.

- Title.
- Author (first name and surname of author/authors).
- Workplace (institution, address and e-mail).
- Concise summary in a language article is prepared in (with keywords).
- Main text with following layout:
 - Introduction
 - Theory (if applicable)
 - Numerical results (if applicable)
 - Paragraph 1
 - Paragraph 2
 -
 -
 - Conclusions
 - Acknowledgements (if applicable),
 - References
- Summary in additional language:
 - Title (in Polish, if article was prepared in English and vice versa)
 - Author (firs name initials and surname)
 - One page summary (in Polish, if article was prepared in English and vice versa).

Pages should have continues numbering.

Main text

Main text can not contain formatting such as spacing, underlining, words written in capital letters (except words that are commonly written in capital letters). Author can mark suggested formatting with pencil on the margin of the article using commonly accepted adjusting marks.

Text should be written with double line spacing with 35 mro left and right margin. Titles and subtitles should be written with small letters. Titles and subtitles should be numbered using no more than 3 levels (i.e. 4.1.1.).

Tables

Tables with their titles should be placed on separate page at the end of the article. Titles of rows and columns should be written in small letters with double line spacing. Annotations concerning tables should be placed directly below the table. Tables should be numbered with Arabic numbers on the top of each table. Table can consist algorithm and program listings. In such cases original layout of the table will be preserved. Table should be cited in the text.

Mathem

Character
should be
arrows, d
with Ara
symbols
(Internati

Referenc

Referenc
numbered
non-perio
1. F. Val
2. K. An
1991.
3. Y.P. T

Figures

Figures sh
can be al
white for
author na
separate p

Addition

On the se
- mailing
- phone
- e-mail.
Author is
ordered a
Author is
from the
stuff pers
editorial s
correction
In case of

Mathematical formulas

Characters, numbers, letters and spacing of the formula should be adequate to layout of main text. Indexes should be properly lowered or raised above the basic line and clearly written. Special characters such as lines, arrows, dots should be placed exactly over symbols which they are attributed to. Formulas should be numbered with Arabic numbers placed in brackets on the right side of the page. Units of measure, letter and graphic symbols should be printed according to requirements of IEE (International Electrotechnical Commission) and ISO (International Organisation of Standardisation).

References

References should be placed at the end of the main text with the subtitle „References“. References should be numbered (without brackets) adequately to references placed in the text. Examples of periodical [1], non-periodical [2] and book [3] references:

1. F. Valdoni: A new millimetre wave satellite. E.T.T. 1990, vol.2, no 5, pp. 141–148
2. K. Anderson: A resource allocation framework. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), May 1991. paper A 2.4
3. Y.P. Tvidis: Operation and modelling of the MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Figures

Figures should be clearly drawn on plain or millimetre paper in the format not smaller than 9×12 cm. Figures can be also printed (preferred editor – CorelDRAW). Photos or diapositives will be accepted in black and white format not greater than 10×15 cm. On the margin of each drawing and on the back side of each photo author name and abbreviation of the title of article should be placed. Figure's captions should be placed on separate page. Figures should be cited in the text.

Additional information

On the separate page following information should be placed:

- mailing address (home or office),
- phone (home or/and office),
- e-mail.

Author is entitled to free of charge 20 copies of article. Additional copies or the whole magazine can be ordered at publisher at the author's expense.

Author is obliged to perform the author's correction, which should be accomplished within 3 days starting from the date of receiving of the text from the editorial staff. Corrected text should be returned to the editorial staff personally or by mail. Correction marks should be placed on the margin of copies received from the editorial staff or if needed on separate pages. In the case when the correction is not returned in said time limit, correction will be performed by technical editorial staff of the publisher.

In case of changing of workplace or home address Authors are asked to inform the editorial staff.

Subscription for external subscribers:

The promotional subscription price in 2001 is \$ 90 including postage for institutions. At subscriber's request this journal will be air mail at additional postage to 50% gross price to European countries and 65% overseas.

Subscription for foreign customers is available through:

- Foreign Trade Enterprise ARS Polona, Krakowskie Przedmieście 7,
00-068 Warszawa, Poland,
- RUCH S.A. tel. (4822) 53-28-819, 53-28-823, fax 53-28-731.