POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS QUARTERLY

TOM 45 — ZESZYT 3–4/1999

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN

WARSZAWA 2000

RADA REDAKCYJNA

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

Członkowie
prof. dr hab. inż. DANIEL JÓZEF BEM. — czł. koresp. PAN, prof. dr hab. inż. MICHAŁ BIAŁKO — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż. ANDRZEJ HAŁAS, prof. dr inż. ZDZISŁAW KACHLICKI, prof. dr inż. WŁADYSŁAW MAJEWSKI, prof. dr hab. inż. JÓZEF MODELSKI, prof. dr inż. JERZY OSIOWSKI, prof. dr inż. WITOLD ROSIŃSKI — czł. rzecz PAN, prof. dr hab. inż STEFAN WĘGRZYN — czł. rzecz. PAN, prof. dr hab. inż WIESŁAW WOLIŃSKI — czł. koresp. PAN, prof. dr inż. ANDRZEJ ZIELIŃSKI, 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. inż. KRYSTYNA LELAKOWSKA

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

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN SA
Warszawa, ul. Miodowa 10

Ark. wyd. 15,25. Ark. druk. 12,75	Podpisano do druku w lutym 2000 r.
Papier offset. kl. III 70 g. B-1	Druk ukończono w marcu 2000 r.

SKŁAD I ŁAMANIE: Agnieszka Chmielewska, Warszawa, ul. Korytnicka 28
DRUK I OPRAWA: Drukarnia Braci Grodzickich, Piaseczno, ul. Geodetów 47a

BIAŁKO
I, prof. dr
. JERZY
ĘGRZYN
NDRZEJ

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji" — Electronics and Telecommunications Quartery jest kontynuatorem tradycji powstałego 45 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 Commision) oraz ISO (International Organization of Standarization).

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 telekomunikcją 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 dostaraczać osobiście, lub pocztą pod adresem zamieszczanym na stronie redakcyjnej w każdym zeszycie.

Redakcja

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 287–293

Własności informatyczne transformaty Walsha

PIOTR PORWIK

Instytut Informatyki, Uniwersytet Śląski, Sosnowiec

DAMIAN SŁOTA

Instytut Matematyki, Politechnika Śląska, Gliwice

Otrzymano 1999.02.10
Autoryzowano 1999.12.29

W artykule omówiono nowe możliwości interpretacji współczynników widmowych funkcji boolowskich rozłożonych w dyskretny szereg Walsha. Stosując analizę współczynników można przeprowadzać pewną ogólną, dotychczas nigdzie nie opisaną klasyfikację funkcji boolowskich i szacować pewne ich właściwości. W pracy przedstawiono także w nowym świetle własności samej transformaty opartej na funkcjach Walsha. Na podstawie własności transformaty Walsha można uprościć interpretację współczynników lub na ich podstawie określać właściwości kombinacyjnych funkcji boolowskich na przykład redundancję lub liniowość co wydaje się być trudniejsze do wykonania za pomocą innych, klasycznych metod.

Słowa kluczowe: funkcja boolowska, szereg Walsha, techniki informatyczne

1. WPROWADZENIE

W analizie i syntezie systemów dyskretnych stosowane są często różne odmiany przekształceń liniowych oparte na funkcjach Walsha lub Haara [1, 4]. Transformaty oparte na tych funkcjach można również z powodzeniem stosować w analizie i syntezie układów cyfrowych [4, 7, 9, 10]. Stosując podobne przekształcenia jak w klasycznej transformacie Fouriera otrzymujemy w efekcie transformacji współczynniki widmowe, analiza których dostarcza wielu cennych informacji na temat badanych funkcji boolowskich (np. czy funkcja jest liniowa, redundancyjna, monotoniczna itp.). Funkcję boolowską można zdefiniować stosując pojęcia przestrzeni wektorowej. Jeśli współrzędne wektora są elementami binarnymi to wektory te tworzą przestrzeń wektorową V_n nad $GF(2)$ [8].

Definicja 1.
Tablicą prawdy funkcji f boolowskiej zdefiniowanej w V_n jest następująca (0,1)-sekwencja:

$$[f(\vec{\alpha}_0), f(\vec{\alpha}_1), \ldots, f(\vec{\alpha}_{2^n-1})] = f(X) = \vec{Y}$$

gdzie: $\vec{\alpha}_0 = [0,\ldots 0]^{\leftrightarrow}$, $\vec{\alpha}_1 = [0,\ldots 1]^{\leftrightarrow}$, $\vec{\alpha}_{2^n-1} = [1,\ldots,1]^{\leftrightarrow}$ $\vec{\alpha}_i = [x_0, x_1, \ldots, x_{n-1}]$

$$X = [\vec{\alpha}_0, \vec{\alpha}_1, \ldots, \vec{\alpha}_{2^n-1}]^{\leftrightarrow}, \quad f(\vec{\alpha}_i) = y_i \leftrightarrow \vec{Y} = [y_0, y_1, \ldots, y_{2^n-1}]$$

Definicja 2.
Waga Hamminga $W(\vec{c}_i)$ wektora (niekoniecznie binarnego) $\vec{c}_i$ jest liczbą niezerowych współrzędnych tego wektora.

Definicja 3. [5]
Funkcja boolowska $f(x_0, x_1, \ldots, x_{i-1}, x_i, x_{i+1}, \ldots, x_{n-1})$ nie zależy istotnie od zmiennej x_i, jeżeli istnieją takie elementy $a_0, a_1, \ldots, a_{i-1}, a_{i+1}, \ldots, a_{n-1} \in \{0,1\}$, że:

$$f(a_0, a_1, \ldots, a_{i-1}, 0, a_{i+1}, \ldots, a_{n-1}) = f(a_0, a_1, \ldots, a_{i-1}, 1, a_{i+1}, \ldots, a_{n-1})$$

zmienna x_i jest wówczas zmienną nadmiarową (redundancyjną).

2. TRANSFORMATA WALSHA

Jedną z wielu znanych metod generacji funkcji Walsha jest użycie macierzy Hadamarda [1, 4, 7]. Macierz Hadamarda $H(n)$ jest ortogonalną macierzą kwadratową o wymiarach $2^n \times 2^n$, której wiersze i kolumny przyjmują jedynie wartości ze zbioru $\{+1, -1\}$. Macierz Hadamarda o dowolnym wymiarze może być generowana rekurencyjnie:

$$H(n) = \begin{bmatrix} H(n-1) & H(n-1) \\ H(n-1) & -H(n-1) \end{bmatrix}; \qquad H(0) = [1] \tag{1}$$

Każdy wiersz macierzy $H(n)$ zawiera dyskretny, skończony ciąg Walsha $wal(w,t)$ (albo inaczej dyskretną funkcję Walsha). W zapisie tym wskaźnik w identyfikuje numer funkcji Walsha, a wskaźnik t dyskretny punkt przedziału określoności funkcji. Uporządkowanie generowane za pomocą macierzy $H(n)$ nazywane jest czasami uporządkowaniem Walsha-Hadamarda. Transformaty prosta i odwrotna opisane są zależnościami:

$$\vec{S} = H(n) \cdot \vec{Y}^T \qquad \vec{Y}^T = [H(n)]^{-1} \cdot \vec{S} \tag{2}$$

Ponieważ $[H(n)]^{-1} = \frac{1}{2^n} \cdot H(n)$, transformatę odwrotną można zapisać także w postaci:

$$\vec{Y}^T = \frac{1}{2^n} \cdot H(n) \cdot \vec{S} \tag{3}$$

Jak wiadomo [1, 7] każda funkcja boolowska f może być rozłożona w skończony szereg Walsha. W takim przypadku funkcja f posiada alternatywną reprezentację w postaci uporządkowanego zbioru współczynników widmowych. Opisany sposób

generowania funkcji Walsha oraz obliczanie widma można bardzo łatwo implementować za pomocą języka MAPLE V [12], który jest znanym interpretacyjnym językiem symbolicznych obliczeń matematycznych podobnym do pakietów matematycznych takich jak Mathematica lub MatCAD.
Jego szczególną zaletą, która tutaj została wykorzystana jest możliwość definiowania macierzy blokowych, które mogą być generowane w sposób rekurencyjny, tak jak przedstawiono to w zależności (1).

```
restart:
#Dołączenie biblioteki algebry liniowej
with (linalg):
#Tablica prawdy funkcji boolowskiej f, tutaj wektor Y
Y:=[1,0,0,1,0,1,1,0]:
#Wymiar macierzy Hadamarda, tutaj 2^N
N:=3:
#Wyznaczenie macierzy H(N) za pomocą definicji
#macierzy blokowej H (patrz także zależność (1))
H:=matrix (1,1,1):
for i from 1 to N do
    B:=blockmatrix (2,2,H,H,H,-H);
    H:=B;
od:
#Obliczenie współczynników widmowych (spektrum)
#Patrz także równania (2) i (3)
S:=multiply (B,Y):
#Wyznaczenie transformaty odwrotnej
X:=1/(2^N)*S;
Y:=multiply (B,X);
```

3. ANALIZA WŁASNOŚCI WSPÓŁCZYNNIKÓW WIDMOWYCH

Znajomości współczynników widmowych funkcji boolowskiej daje efektywne możliwości oceny własności, zarówno pojedynczej funkcji boolowskiej jak i wybranych grup funkcji. Jeśli w macierzy $\boldsymbol{H}(n)$ dokonamy zmiany elementów według zasady $g(x)=(1-x)/2$, $x\in\{1,-1\}$ to otrzymamy zamiast macierzy zawierającej elementy $\{1,-1\}$ macierz z elementami $\{0,1\}$, to znaczy binarną macierz Hadamarda. Można zauważyć [4, 7, 9], że w macierzy binarnej pewne kolumny (wiersze) stanowią zbiór wszystkich możliwych kombinacji zmiennych wejściowych funkcji boolowskiej f.

W pracach [7, 9, 10] wykazano, że poszczególne współczynniki widmowe mogą być traktowane jako miara zależności funkcji boolowskiej od poszczególnych zmiennych lub ich kombinacji liniowych. Dodatkowa analiza rozkładu współczynników widmowych funkcji boolowskiej prowadzi do wniosku, że istnieje silna zależność pomiędzy występowaniem współczynników widmowych o wartościach zerowych, a wagą Hamminga ($\vec{Y}$) funkcji $f(X)$.

Twierdzenie 1. *Jeśli* $\vec{Y}=f(X)=[y_0, y_1,..., y_{2^n-1}]$ *jest funkcją boolowską, dla której waga Hamminga* $W(\vec{Y})$ *jest liczbą nieparzystą, to waga Hamminga wektora* $\vec{S}=\boldsymbol{H}(n)\cdot\vec{Y}^T$ *jest równa* 2^n*, czyli żadna współrzędna wektora* $\vec{S}$ *nie jest równa zero.*

Dowód. Przypuśćmy, że tak nie jest. Niech $i\in\{0,1,...,2^n-1\}$ będzie takie, że wartość i-tej współrzędnej wektora $\vec{S}$ wynosi zero. Współrzędna ta jest równa:

$$s_i=\sum_{j=0}^{2^n-1} h_{ij}y_j \tag{4}$$

Ponieważ $h_{ij}\in\{-1,+1\}$, a $y_j\in\{0,1\}$, więc współrzędna s_i może być równa zero tylko wtedy, gdy suma (4) zawiera tyle samo składników równych $+1$ i -1. Jest to możliwe tylko wtedy, gdy wektor $\vec{Y}$ zawiera parzystą liczbę jedynek, co jest sprzeczne z założeniami twierdzenia. ■

Twierdzenie 2. *Dla dowolnego* $i\in\{1,...,2^n-1\}$ *istnieje dokładnie:*

$$m=\binom{2^n}{2^{n-1}} \tag{5}$$

wektorów $\vec{Y}$*, dla których i-ta współrzędna wektora* $\vec{S}=\boldsymbol{H}(n)\cdot\vec{Y}^T$ *jest równa zero. Dla* $i=0$ *liczba m jest równa jeden.*

Dowód. Zauważmy, że i-ta współrzędna wektora $\vec{S}=\boldsymbol{H}(n)\cdot\vec{Y}^T$ jest równa zero tylko wtedy, gdy wektor tworzący $i+1$ wiersz macierzy $\boldsymbol{H}(n)$ oraz wektor $\vec{Y}$ są prostopadłe (patrz wzór (4)). Dla $i=0$ wektor h_0 (pierwszy wiersz macierzy $\boldsymbol{H}(n)$) jest wektorem jedynkowym (wszystkie jego współrzędne są równe jeden) i jedynym wektorem (spośród wektorów binarnych $\vec{Y}$) prostopadłym do niego jest wektor zerowy, czyli $m=1$. Dla $i>0$ wektor h_i ($i+1$ wiersz macierzy $\boldsymbol{H}(n)$) ma 2^n elementów, w tym 2^{n-1} jedynek i tyle samo minus jedynek. Musimy więc znaleźć liczbę m wektorów boolowskich, które są do niego prostopadłe. Prostopadłe do niego mogą być tylko wektory zawierające parzystą liczbę jedynek (Twierdzenie 1). Niech wektor $\vec{Y}$ zawiera $2p$ jedynek ($p\leqslant 2^{n-1}$). Połowa z nich musi być na tych miejscach, na których w wektorze h_i są jedynki, a połowa na tych miejscach gdzie występują minus jedynki. Mamy więc $\binom{2^{n-1}}{p}\cdot\binom{2^{n-1}}{p}$ możliwości wyboru wektora $\vec{Y}$. Sumując teraz po wszystkich dopuszczalnych wartosciach p oraz przekształcając, otrzymamy [3]:

$$m=\sum_{p=0}^{2^{n-1}}\binom{2^{n-1}}{p}\cdot\binom{2^{n-1}}{p}=\binom{2^n}{2^{n-1}}\blacksquare$$

Dla tak postwionego zagadnienia interpretacji wartości współczynników widmowych można sformułować dodatkowe twierdzenie, na podstawie którego można wykryć występowanie zmiennych nadmiarowych występujących w analizowanej funkcji boolowskiej.

***Twierdzenie* 3.** *Funkcja boolowska* $\vec{Y}=f(X)=[f(\vec{\alpha}_0),f(\vec{\alpha}_1),\ldots,f(\vec{\alpha}_{2^n-1})]$, *gdzie* $\vec{\alpha}_i=[x_0,x_1,\ldots,x_{n-1}]$, *zawiera nadmiarową (redundancyjną) zmienną* x_i, *jeżeli da każdej kombinacji liniowej argumentów funkcji, w której bierze udział zmienna* x_i, *wartość odpowiadającego współczynnika widmowego wynosi zero.*

Dowód. Zerowy współczynnik widmowy dla kombinacji oznacza, że jakiś element tej kombinacji nie jest istotny. Weźmy pewną kombinację liniową dwóch dowolnych zmiennych x_i i x_j. Dla $x_i=1$ mamy $x_i \oplus x_j=1 \oplus x_j=\bar{x}_j$, a dla $x_i=0$ otrzymamy $x_i \oplus x_j=0 \oplus x_j=x_j$. Oznacza to, że bez względu na wartość jaką przyjmuje zmienna x_i w wyniku operacji liniowej nie występuje ona bezpośrednio. Rozważania można uogólnić rozciągając je na wszystkie możliwe kombinacje liniowe. W takim przypadku współczynnik widmowy $s_k=0$ jest wskaźnikiem które kombinacje należy brać pod uwagę. ■

Własność 1. *Warunek, że dla każdej kombinacji liniowej, w której bierze udział zmienna* x_i, *wartość odpowiadającego współczynnika widmowego wynosi zero, pociąga za sobą spełnienie następujących warunków:*

- *waga Hamminga* $W(\vec{Y})$ *jest liczbą parzystą;*
- *liczba współczynników widmowych o wartości zero jest nie mniejsza niż* 2^{n-1}.

Tablica 1

Wartości współczynników widmowych Walsha dla funkcji boolowskiej 4 zmiennych

x_0,x_1,x_2,x_3	$\omega=\sum_{i=0}^{n-1} x_i 2^{n-1-i}$	$f(\omega)$	Miara korelacji	widmo
0000	0	1		10
0001	1	0	x_3	6
0010	2	1	x_2	−2
0011	3	1	$x_2 \oplus x_3$	2
0100	4	1	x_1	0
0101	5	0	$x_1 \oplus x_3$	0
0110	6	1	$x_1 \oplus x_2$	0
0111	7	1	$x_1 \oplus x_2 \oplus x_3$	0
1000	8	1	x_0	2
1001	9	0	$x_0 \oplus x_3$	−2
1010	10	1	$x_0 \oplus x_2$	−2
1011	11	0	$x_0 \oplus x_2 \oplus x_3$	2
1100	12	1	$x_0 \oplus x_1$	0
1101	13	0	$x_0 \oplus x_1 \oplus x_3$	0
1110	14	1	$x_0 \oplus x_1 \oplus x_2$	0
1111	15	0	$x_0 \oplus x_1 \oplus x_2 \oplus x_3$	0

Dowód. Prawdziwość pierwszego warunku wynika z Twierdzenia 1. Natomiat liczba wszystkich możliwych kombinacji liniowych zmiennych wejściowych funkcji wynosi 2^n, a liczba kombinacji liniowych, w których bierze udział zmienna x_i jest równa 2^{n-1}. Ponieważ z założenia dla każdej takiej kombinacji współczynnik widmowy jest równy zero, więc mamy przynajmniej 2^{n-1} współczynników widmowych o wartości zero. ■

Przykład.

Dla funkcji boolowskiej f przedstawionej w Tablicy 1 otrzymujemy odpowiedni rozkład współczynników widmowych.
Analizując zapisane w Tablicy 1 wspólczynniki widmowe można zauważyć, że dla każdej kombinacji liniowej argumentów funkcji, w której bierze udział zmienna x_1 współczynnik widmowy wynosi 0. Zgodnie z Twierdzeniem 3 zmienna ta jest nadmiarowa.

PODSUMOWANIE

Rozkładając funkcję boolowską w skończony szereg Walsha można na podstawie obliczonych współczynników określić, czy wybrana zmienna binarna biorąca udział w tworzeniu funkcji jest nadmiarowa. Mówi o tym Twierdzenie 3. Wykazano, że dotyczy to jednak tylko wybranej klasy funkcji boolowskich. Można także szacować klasę funkcji boolowskich ze względu na liczbę występujących w jej rozkładzie współczynników widmowych o wartości zero, a także ze względu na postać wagi Hamminga wektora wyjściowego $W(\vec{Y})$. Opisywana metoda nabiera szczególnego znaczenia dla bardzo dużych funkcji boolowskich (bardzo wielu zmiennych), gdzie zawodzą tradycyjne metody minimalizacji. Na obecnym etapie rozwoju technik informatycznych wyznaczenie widma funkcji boolowskiej nie jest operacją krytyczną, a transformata Walsha jest dobrze opisana w bogatej literaturze przedmiotu.

BIBLIOGRAFIA

1. K.R. Rao, N. Ahmed: *Orthogonal Transforms for Digital Signals Processing*. Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, 1975.
2. K.R. Castleman: *Digital Image Processing*. New Jersey, Prentice Hall, 1996.
3. R.L. Graham, D.E. Knuth, O. Patashnik: *Matematyka konkretna*. Warszawa, PWN, 1996.
4. S.L. Hurst, D.M. Miller, J.C. Muzio: *Spectral Techniques in Digital Logic*. London, New York, Academic Press, 1985.
5. P. Kerntopf: *Niektóre własciwości zbiorów podfunkcji funkcji boolowskich*. Warszawa, PWN, 1974.
6. M.Ch. Klin, R. Poschel, K. Rosenbaum: *Algebra stosowana dla matematyków i informatyków*. Warszawa, WNT, 1992.
7. W. Kulesza: *Systemy widmowej analizy danych cyfrowych*. Warszawa, WKŁ, 1984.
8. Wł. Mochnacki: *Kody korekcyjne i kryptografia*. Wrocław, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, 1997.
9. P. Porwik: *Fault Path Detection Using a Spectral Method*. 5th International Baltic Electronics Conference BEC'96. Tallinn, Estonia 1996, pp. 315–318.

10. P. P o r w i k: *Some Aspects of Probabilistic Verificatoin of Logic Functions Using Spectral Method and Decision Diagrams*. Sofia, Bulgaria, 1997, pp. 47 – 53.
11. W. S k a r b e k: *Multimedia. Algorytmy i standardy kompresji*. Warszawa, Akademicka Oficyna Wydawnicza PLJ, 1998.
12. V. M a p l e: *Podręcznik użytkowania pakietu*. Waterloo Maple Inc., 1996.

P. PORWIK, D. SŁOTA

INFORMATICS PROPERTIES OF WALSH TRANSFORM

S u m m a r y

This paper presents the short background about Boolean functions and their relation to Walsh-Hadamard transform. This transform reduces the costs of correlation computations. In this paper has been considered a new method of interpretation of Boolean function spectrum. The analysis methods described in this paper may be generalised to many-valued logical functions. By means of spectrum analysis we obtain information about properties of Boolean functions. For some classes of Boolean functions we can investigate the redundancy by spectrum coefficients analysis only. We have presented discussion of some theorems, which has played important role in anlaysis of Boolean functions. The presented result can be used in testing and very often plays important role in building of logical functions.

Key words: Boolean functions, Walsh transform, informatics technics.

Proba

wyjś
Wsp
tryb
truc
zna

Sło

Kon
rowego
nowato
w zaga
przypa
udaje s
metod
wych
możliw
powsta
mediar
- Filt
- Filt
- Stru
- Filt

Po
mów

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 295–307

Probabilistyczna miara wierności odwzorowania syganłu

EUGENIUSZ KORNATOWSKI

Instytut Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki
Politechnika Szczecińska

Otrzymano 1999.07.16
Autoryzowano 1999.12.21

W artykule przedstawiono definicję miary jaości odwzorowania sygnału wejściowego na wyjście dowolnego algorytmu DSP, a w szczególności nieliniowych filtrów cyfrowych. Współczynnik probabilistycznej wierności odwzorowania bazuje na funkcji wiążącej dystrybuantę odpowiedzi algorytmu z dystrybuantą wymuszenia. Dla algorytmów, dla których trudne jest analityczne określenie tej funkcji, podano metodę eksperymentalnego wyznaczania miary wierności odwzorowania.

Słowa kluczowe: filtracja cyfrowa, cyfrowe przetwarzanie sygnałów.

1. WSTĘP

Koniec lat dziewięćdziesiątych, to okres dynamicznego rozwoju technik cyfrowego przetwarzania sygnału. Rozwój ten dotyczy w równej mierze wdrażania nowatorskich rozwiązań w zakresie metod numerycznych stosowanych zarówno w zagadnieniach przetwarzania dźwięku, jak i obrazu. Szczególnie w tym drugim przypadku, dzięki nieosiągalnej dotychczas mocy obliczeniowej mikroprocesorów, udaje się wykorzystywać najbardziej oryginalne i wysokowydajne algorytmy. Wśród metod DSP, służących przede wszystkim przetwarzaniu sygnałów 2-D, jedno z czołowych miejsc zajmują nieliniowe filtry cyfrowe, głównie medianowe. Na temat możliwości realizacji różnego typu filtrów o działaniu opartym na definicji mediany powstało bardzo wiele prac. Autorzy proponują, oprócz standardowego filtru medianowego (SMF) inne, bardziej wydajne algorytmy, a wśród nich np. [2, 3, 8 i in.]:

- Filtry medianowe ważone (WMF)
- Filtry medianowe rekursywne (RMF)
- Struktury wielostopniowe WMF i RMF
- Filtry porządkowe (OS — Order Statistic filters), itd.

Powyższa specyfikacja nie wyczerpuje wszystkich propozycji wydajnych algorytmów nieliniowej filtracji cyfrowej. Wszystkie one oferują niespotykane dotąd moż-

liwości, efektywnie usuwając zakłócenia z niewielkimi zaburzeniami pierwotnej struktury sygnału (oryginału). Obok wielu praktycznych zalet algorytmy nieliniowej filtracji cyfrowej mają bardzo poważną wadę: nie ma możliwości definiowania ich przy pomocy transmitancji, a zatem nie można stosować do ich opisu (i oceny jakości) takich pojęć jak np. częstotliwościowa charakterystyka amplitudowa i fazowa. W związku z tym, jakość przetwarzania algorytmu określa się na podstawie kryteriów bazujących na ocenie wyniku eksperymentu z wykorzystaniem sygnałów testowych.

2. KRYTERIA OCENY JAKOŚCI ALGORYTMÓW DSP

Omawiane kryteria jakości cyfrowego przetwarzania sygnału dotyczyć będą filtracji 2-D. Pod pojęciem „jakość przetwarzania" zwykle rozumie się co najmniej dwa parametry: zachowanie pierwotnej struktury sygnału i stopień tłumienia zakłóceń. W tej pracy rozpatrywany jest tylko pierwszy z nich, bowiem — moim zdaniem — jest trudniejszy do zdefiniowania i budzi wśród autorów prac z zakresu DSP wiele kntrowersji [5]. Dowodem tego jest mnogość miar jakości, z których niektóre cytowane sa niżej [6]:

Znaczenie symboli[1]:

M, N — rozmiar dwuwymiarowej matrycy reprezentującej filtrowany obraz

$f_{in}(x, y)$ — jasność próbki (piksela) oryginalnego obrazu

$f_{out}(x, y)$ — jasność próbki (piksela) obrazu po filtracji

a) Średnia różnica

$$\mathrm{AD} = \frac{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{in}(x,y) - f_{out}(x,y)]}{MN} \tag{1}$$

b) Maksymalna różnica (*maximum difference*), zwana też szczytowym błędem bezwzględnym (*peak absolute error*)

$$MD = \mathrm{Max}\{\,|\,f_{in}(x,y) - f_{out}(x,y)\,|\,\} \tag{2}$$

c) Wierność obrazu (*image fidelity*)

$$\mathrm{IF} = 1 - \frac{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{in}(x,y) - f_{out}(x,y)]^2}{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{in}(x,y)]^2} \tag{3}$$

d) Błąd średniokwadratowy (*mean square error*)

$$\mathrm{MSE} = \frac{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{in}(x,y) - f_{out}(x,y)]^2}{\mathrm{MN}} \tag{4}$$

[1] Rozpatrywany jest obraz, którego piksele reprezentowane są przez odcienie szarości.

e) Szczytowy błąd średniokwadratowy (*peak mean square error*)

$$\mathrm{PMSE}=\frac{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{\mathrm{in}}(x,y)-f_{\mathrm{out}}(x,y)]^2}{\mathrm{MN}[\max\{f_{\mathrm{in}}(x,y)\}]^2} \tag{5}$$

f) Znormalizowany błąd bezwzględny (*normalized absolute error*)

$$\mathrm{NAE}=\frac{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}|f_{\mathrm{in}}(x,y)-f_{\mathrm{out}}(x,y)|}{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}|f_{\mathrm{in}}(x,y)|} \tag{6}$$

g) Znormalizowany błąd średniokwadratowy (*normalized mean square error*)

$$\mathrm{NMSE}=\frac{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{\mathrm{in}}(x,y)-f_{\mathrm{out}}(x,y)]^2}{\sum_{x=1}^{M}\sum_{y=1}^{N}[f_{\mathrm{in}}(x,y)]^2} \tag{7}$$

Cytowane miary jakości nie wyczerpują wszystkich możliwości, ale po analizie już tych kilku można bez trudu zauważyć, że wartość liczbowa wskaźników zależy od treści obrazu testowego. Ta wada jest niezwykle istotna, ponieważ pozwala wyłącznie na analizę porównawczą z wykorzystaniem (we wszystkich eksperymentach) tego samego obrazu testowego. Chcąc uczynić z powyższych zależności wzory opisujące uniwersalne miary jakości przetwarzania obrazu, należałoby zdefiniować obraz testowy. Wielu autorów stosuje, głównie w przypadku oceny algorytmów nieliniowych, obraz testowy opisany następującym wzorem [1]:

$$f(r)=\begin{cases}A\cdot\cos\left(2\cdot\pi\cdot\dfrac{f_0\cdot r^2}{R}\right) & \text{dla}\quad r\leqslant\dfrac{R}{2}\\[2ex] A\cdot\cos\left(2\cdot\pi\cdot\dfrac{f_0\cdot r^2-f_0\cdot(r-R)^2}{R}\right) & \text{dla}\quad \dfrac{R}{2}<r\leqslant\dfrac{3\cdot R}{2}\end{cases} \tag{8}$$

gdzie r jest promieniem mierzonym od środka obrazu, A określa amplitudę sygnału, natomiast R i f_0 oznaczają odpowiednio okres i maksymalną częstotliwość chwilową sygnału modulującego.

Niestety, definicja obrazu testowego (8) nie jest stosowana powszechnie i badania prowadzone przez autorów różnych prac są trudne do skonfrontowania. W większości przypadków stosowane są własne obrazy testowe, nierzadko fotografie. Stosowanie wielu miar jakości (lub tylko wybranych), w połączeniu z pełną dowolnością w wyborze sygnału testowego, może prowadzić do niejednoznaczności, a wręcz błędów. Tę tezę niech ilustruje następujący przykład:

Przykład 1.

Poddano testom opisanym zależnościami od (1) do (7) dwa filtry medianowe o następujących definicjach:

a) filtr SMF:

$$y(k,1)=\text{Mediana}[\{x(r,s): r\in\langle k-1,k+1\rangle, s\in\langle l-1,l+1\rangle\}] \tag{9}$$

b) filtr WMF:

$$y(k,l)=\text{Mediana}[\{W(r,s)\diamond x(r,s): x\in\langle k-2,k+2\rangle, s\in\langle l-2,l+2\rangle\}] \tag{10}$$

gdzie:

$y(*,*)$ — element macierzy wyjściowej

$x(*,*)$ — element macierzy wejściowej

$\mathbf{W}$ — macierz współczynników wagowych o następujących wartościach:

$$\mathbf{W}=\begin{bmatrix}1&1&1&1&1\\1&1&1&1&1\\1&1&9&1&1\\1&1&1&1&1\\1&1&1&1&1\end{bmatrix} \tag{11}$$

Symbol $\diamond$ oznacza operację powielenia argumentu (symbol stosowany np. w [7] i innych).

Jako obrazy testowe wykorzystano dwie fotografie o rozmiarach 723×476 piksele o 256 poziomach szarości. Jeden z obrazów — dalej oznaczany A — zawierał małą ilość drobnych szczegółów (mała zawartość wyższych częstotliwości przestrzennych), drugi obraz, B — przeciwnie. Wyniki testów zebrano w tablicy 1.

Tablica 1

Wyniki testów filtru SMF i WMF

	Filtr SMF		Filtr WMF	
Kryterium jakości	**Obraz „A"**	**Obraz „B"**	**Obraz „A"**	**Obraz „B"**
AD	$-5{,}05\cdot10^{-2}$	$0{,}761\cdot10^{-2}$	$-13{,}39\cdot10^{-2}$	$-14{,}25\cdot10^{-2}$
MD	126	121	111	109
IF	0,9988	0,9979	0,9992	0,9982
MSE	15,80	28,08	10,973	23,28
PMSE	$2{,}43\cdot10^{-4}$	$4{,}32\cdot10^{-4}$	$1{,}69\cdot10^{-4}$	$3{,}58\cdot10^{-4}$
NAE	$9{,}90\cdot10^{-3}$	$15{,}7\cdot10^{-3}$	$6{,}65\cdot10^{-3}$	$12{,}35\cdot10^{-3}$
NMSE	$1{,}18\cdot10^{-3}$	$2{,}12\cdot10^{-3}$	$0{,}82\cdot10^{-3}$	$1{,}76\cdot10^{-3}$

Anaizując wyniki przeprowadzonych testów można wnioskować na podstawie miar AD i MD, że filtr SMF lepiej przetwarza obrazy o szerokim widmie częstotliwości (obraz B). Następne miary jakości temu stwierdzeniu przeczą. Filtr WMF według MD jest lepszy w przypadku obrazu *B*, pozostałe kryteria wskazują na wniosek przeciwny. Podobne sprzeczności mają miejsce w przypadku próby wzajemnego porównywania testowanych filtrów. Największą ułomnością przeprowadzonych testów jest to, że wynik zależy od rodzaju sygnału wejściowego. Powstaje zatem naturalna potrzeba sformułowania takiego kryterium jakości, które wolne byłoby od omawianych wad.

3. NIEKTÓRE WŁAŚCIWOŚCI PROBABILISTYCZNE NIELINIOWYCH FILTRÓW CYFROWYCH

W przypadku analizy jakości przetwarzania nieliniowych filtrów cyfrowych wielu autorów stosuje kryteria jakości, których definicje zawierają parametry zaczerpnięte z rachunku prawdopodobieństwa [5, 7]. Należy podkreślić, że mowa jest nadal o kryterium jakości uwzględniającym odwzorowanie struktury obrazu, a nie np. efektywność tłumienia zakłóceń. Jedną z takich miar jakości jest funkcja uzależniająca dystrybuantę sygnału wyjściowego od dystrybuanty sygnału wejściowego [7, 8].

Jeżeli sygnał wejściowy jest zmienną losową o próbkach niezależnych, o jednakowym rozkładzie prawdopodobieństwa, dystrybuancie $F(x)$ i funkcji gęstości $f(x)$, to możliwe jest obliczenie funkcji dystrybuanty sygnału na wyjściu filtru medianowego według następującej zależności [7, 10]:

$$G_v(x)=\sum_{i=v+1}^{N}\binom{N}{i}F^i(x)[1-F(x)]^{N-i} \tag{12}$$

gdzie:

$N=2v+1$ — ilość elementów obrazu zawartych w oknie (apreturze) filtru

x — zmienna losowa (dyskretna). W przypadku przetwarzania obrazu x jest poziomem szarości, a więc liczbą całkowitą z przedziału $\langle 0, L\rangle$.

Wzór (12) można przekształcić do postaci [8]:

$$G_v(x)=\frac{(2\cdot v+1)!}{v!}\sum_{k=0}^{v}(-1)^k\frac{[F(x)]^{v+k+1}}{k!\cdot(v-k)!\cdot(v+k+1)} \tag{13}$$

Dla $v=1, 2, 3, 4$ na podstawie wzoru (13) otrzymujemy funkcje wiążące dystrybuantę sygnału na wyjściu filtru z dystrybuantą sygnału wejściowego dla filtrów SMF (lub WMF o wagach równych 1) o oknach zawierających 3, 5, 7, 9 elementów obrazu wejściowego:

$$G_1(x)=3\cdot F^2(x)-2\cdot F^3(x) \tag{14}$$

$$G_2(x)=10\cdot F^3(x)-15\cdot F^4(x)+6\cdot F^5(x) \tag{15}$$

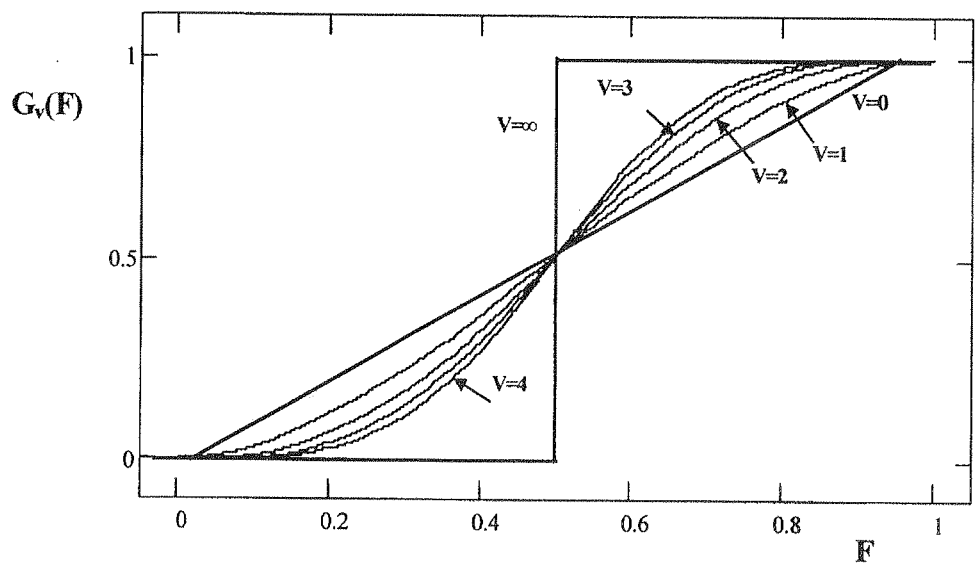
$$G_3(x)=35\cdot F^4(x)-84\cdot F^5(x)+70\cdot F^6(x)-20\cdot F^7(x) \tag{16}$$

$$G_4(x)=126\cdot F^5(x)-420\cdot F^6(x)+540\cdot F^7(x)-315\cdot F^8(x)+70\cdot F^9(x) \tag{17}$$

Należy podkreślić, że wzory (12)–(17) mają charakter uniwersalny i ich postać nie zależy od rodzaju rozkładu prawdopodobieństwa sygnału na wejściu. Podobne zależności można stosunkowo prosto obliczyć analitycznie dla WMF o wagach różnych od 1 [7]. Interesujący, aczkolwiek zupełnie oczywisty, przypadek stanowi filtr o $v=0$ (jednoelementowe okno filtru). Wówczas

$$G_0(x)=F(x), \tag{18}$$

co oznacza, że filtr przenosi na wyjście sygnał wejściowy bez zmian; jest, upraszczając zagadnienie, filtrem „wszechprzepustowym". Z drugiej zaś strony, im wyższy stopień wielomianu (13), tym błąd odwzorowania struktury sygnału wejściowego na wyjściu gorsza. Na rysunku 1 pokazano krzywe reprezentujące wzory (14) do (18).



Rys. 1. Przebieg funkcji $G_v(F)$ dla $v=0, 1, 2, 3, 4, \infty$

Nieliniowość zależności między G i F pozostaje w ścisłym związku z subiektywną oceną jakości obrazów. Potwierdzają to liczne doświadczenia wykonane przez autora tej pracy i innych [7, 9]. Łatwo można również analitycznie wykazać, że czym większe rozmiary okna filtru medianowego, tym gorsze odwzorowanie struktury sygnału na wyjściu. Stwierdzenie to jest równoznaczne z omawianą nieliniowością związku G i F, bowiem w zależności (13) $v=\dfrac{N-1}{2}$, gdzie N jest ilością elementów okna filtru.

Analizując zatem postać wzoru (12) w odniesieniu do określonego filtru medianowego SMF, można stwierdzić, że: o jakości (wierności) odwzorowania sygnału przez

cyfrowy filtr SMF świadczy stopień nieliniowości funkcji wiążącej dystrybuantę sygnału wyjściowego z dystrybuantą sygnału wejściowego. Uogólniając, w przypadku dowolnego nieliniowego algorytmu filtru cyfrowego należy rozpatrywać wielomian

$$G(x)=\sum_{i=0}^{N} c_i \cdot F^i(x) \tag{19}$$

4. PROBABILISTYCZNA MIARA WIERNOŚCI ODZWOROWANIA SYGNAŁU

W związku z tym, że o jakości obrazu wyjściowego świadczy fakt, na ile krzywa $G(F)$ odbiega od linii prostej, można zaproponować probabilistyczną miarę wierności odwzorowania PIF (Probabilistic Image Fidelity), uwzględniającą nieliniowość funkcji (13):

$$\mathrm{PIF}=1-\mathrm{const}\cdot\frac{\int_0^1[G_v(F)-G_0(F)]^2\mathrm{d}F}{\int_0^1[G_0(F)]^2\mathrm{d}F} \tag{20}$$

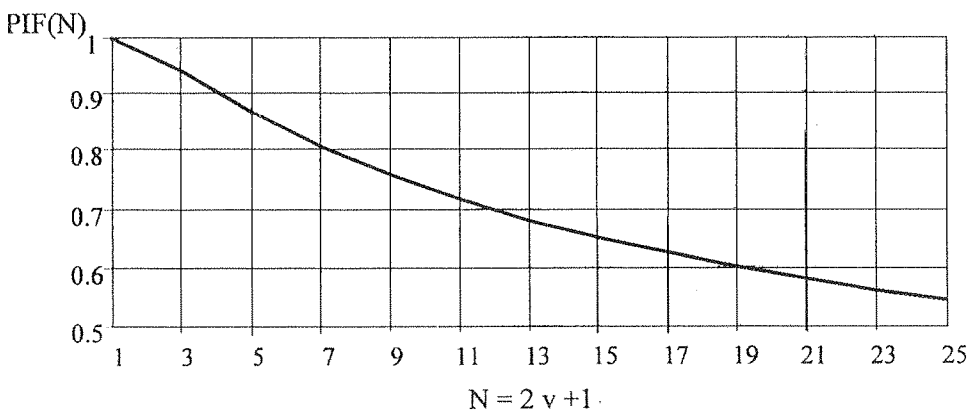
Jeżeli zażądamy, aby:

$$\mathrm{PIF}=\begin{cases}1 & \text{dla } G_v=G_0\\ 0 & \text{dla } G_v=G_\infty\end{cases} \text{ oraz uwzględnimy, że} \tag{21}$$

$$\int_0^1[G_0(F)]^2\mathrm{d}F=\frac{1}{3} \tag{22}$$

ostatecznie wzór (20) przyjmie następującą postać:

$$\mathrm{PIF}=1-12\cdot\int_0^l[G_v(F)-G_0(F)]^2\mathrm{d}F \tag{23}$$



Rys. 2. Przebieg zależności współczynnika wierności odwzorowania w funkcji wielkości okna filtru medianowego

lub ogólnie, dla filtrów innych niż SMF:

$$\mathrm{PIF} = 1 - 12 \cdot \int_0^1 [G(F) - F]^2 \mathrm{d}F, \tag{24}$$

gdzie G i F oznaczają dystrybuantę rozkładu prawdopodobieństwa sygnału na wyjściu i wejściu filtru odpowiednio.

Na rysunku 2 pokazano przebieg zmienności współczynnika PIF w funkcji $N = 2v + 1$ z zakresu v od 0 do 12, a zatem dla filtrów, które obszarem okna obejmują od 3 do 25 elementów macierzy wejściowej.

W przypadku przetwarzania sygnału 2-D (obrazu) bardzo często stosowane są filtry SMF o oknach kwadratowych, o rozmiarach od 3×3. Współczynniki PIF dla filtrów o oknach do 15×15 pikseli zebrano w tablicy 2.

Tablica 2

Współczynnik PIF dla często stosowanych filtrów SMF o oknach kwadratowych

Filtr SMF o oknie P×P pikseli	v	PIF
3×3	4	0,758
5×5	12	0,543
7×7	24	0,416
9×9	40	0,336
11×11	60	0,281
13×13	84	0,242
15×15	112	0,214

Należy podkreślić, że pokazane wyniki obliczeń dotyczą przypadku, gdy rozmiary macierzy reprezentującej obraz są dużo większe od rozmiaru okna filtru. Proponowana miara wierności odwzorowania struktury obrazu jest niezależna od charakteru sygnału testowego, bowiem takiego nie wykorzystuje. Charakter zmian współczynnika PIF jest zgodny z wnioskami wynikającymi z badań nad dwuwymiarowymi filtrami SMF, a opublikowanymi np. 3 [10] już w 1981 roku — jednej z pierwszych (o szerokim obiegu) publikacji na ten temat.

5. EKSPERYMENTALNA METODA WYZNACZANIA PROBABILISTYCZNEJ MIARY WIERNOŚCI ODWZOROWANIA

Problem oceny jakości odwzorowania struktury obrazu przez filtr medianowy znacznie się komplikuje w przypadku rozpatrywania filtrów innych niż SMF: filtrów WMF o skomplikowanych kształtach masek, filtrów rekursywnych, czy też filtrów o złożonej strukturze. W tych przypadkach bardzo trudne jest analityczne wyznaczanie funkcji $G(F)$, niezbędnej do wykorzystania w zależności (24).

Aby oszacować jakość przetwarzania, w sensie probabilistycznej wierności odzworowania, należy określić przebieg funkcji (19) i zbadać, o ile różni się on od linii prostej. Jeżeli dany jest sygnał o określonym rozkładzie prawdopodobieństwa, to funkcja gęstości prawdopodobieństwa zmiennej losowej x określona jest jako $f(x)$. Dla zmiennej losowej dyskretnej definiuje się funkcję prawdopodobieństwa $P(x=x_k)$. Dystrybuanta natomiast

$$F(x)=\int_{-\infty}^{x} f(t)\mathrm{d}t \qquad \text{i} \qquad F(x)=\sum_{x_k<x} P(X=x_k) \tag{25}$$

dla ciągłej i dyskretnej zmiennej losowej odpowiednio.

Jeżeli zmianna losowa ma jednostajny rozkład prawdopodobieństwa, to wówczas

$$f(x)=\frac{1}{b-a} \tag{26}$$

gdzie zmienna losowa $a\leqslant x\leqslant b$. Dystrybuanta natomiast

$$F(x)=\int_{-\infty}^{x}\frac{1}{b-a}dt=\int_{a}^{x}\frac{1}{b-a}dt=\frac{x-a}{b-a} \tag{27}$$

Zatem równanie (19) przyjmie teraz postać następującą

$$G(x)=\sum_i C_i\cdot\left[\frac{x-a}{b-a}\right]^i \qquad \text{dla} \quad a\leqslant x\leqslant b \tag{28}$$

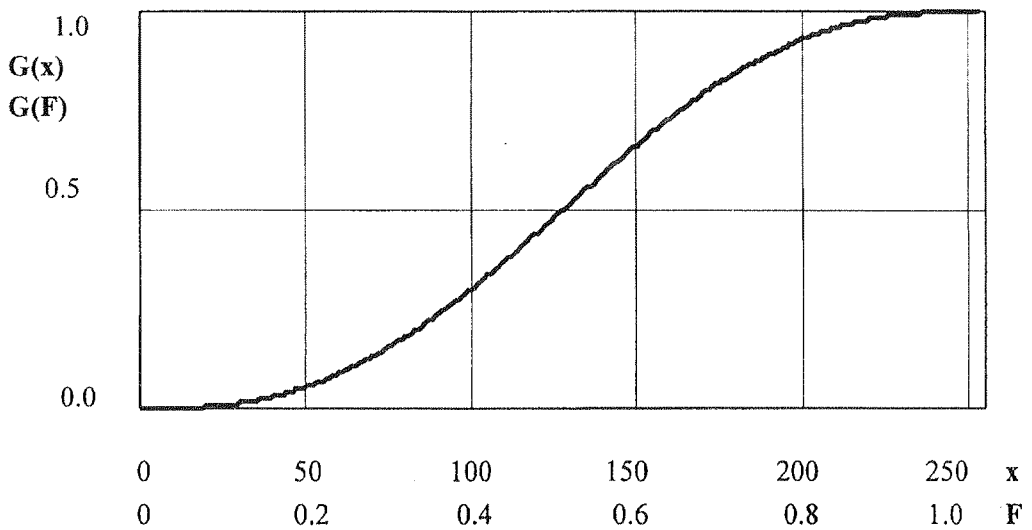
reprezentującą tę samą krzywą co (19) o argumencie $0\leqslant F\leqslant 1$, lecz w tym przypadku dziedziną G jest zmienna losowa $a\leqslant x\leqslant b$ o jednostajnym rozkładzie prawdopodobieństwa.

W szczególnym przypadku, gdy mówimy o przetwarzaniu obrazu reprezentowanego przez L poziomów szarości: $a=0$ i $0\leqslant x\leqslant \mathrm{L}$. Przy tym założeniu

$$f(x)=\frac{1}{L} \qquad \text{i} \qquad G(x)=\sum_i C_i\cdot\left[\frac{x}{L}\right]^i \tag{29) (30}$$

Z ostatniego wzoru można wnioskować, że przy wymuszeniu mającym jednostajny rozkład prawdopodobieństwa, dystrybuanta na wyjściu algorytmu w funkcji zmiennej losowej jest jednocześnie funkcją opisującą zależność dystrybuant wyjściowej od wejściowej. Warunkiem jest przeskalowanie dziedziny funkcji G (we wzorze (30) współczynnik proporcjonalności $1/L$). Zatem, testując algorytm przy pomocy sygnału o jednostajnym rozkładzie prawdopodobieństwa, otrzymujemy uniwersalną zależność $G(F)$, obowiązującą dla wymuszenia o dowolnym rozkładzie. Przykładowy przebieg $G(x)$, a zarazem $G(F)$, dla filtru SMF o parametrze $v=2$ przedstawiono na rysunku 3.

Trzeba wyraźnie podkreślić, że omówionego sposobu eksperymentalnego określania $G(F)$ nie należy traktować jako badania odpowiedzi filtru na wymuszenie



Rys. 3. Przykładowy przebieg $G(x)$ i $G(F)$ dla filtru SMF o parametrze $v=2$, zmiennej losowej $x \in \langle 0, 255 \rangle$

o jednostajnym rozkładzie prawdopodobieństwa. Wymuszenie to jest tylko narzędziem, które umożliwia określenie $G(F)$ dla dowolnego rozkładu prawdopodobieństwa na wejściu.

Idea proponowanej eksperymentalnej metody wyznaczania probabilistycznej miary wierności odwzorowania zawiera się w dwu następujących krokach:

1. Eksperymentalne wyznaczanie $G(F)$:
   Badany algorytm filtracji cyfrowej należy poddać wymuszeniu o rozkładzie jednostajnym, określić gęstość prawdopodobieństwa (a dokładnie — funkcję prawdopodobieństwa) na wyjściu przez uprzednie wyliczenie histogramu, a następnie, zgodnie z (25), obliczyć przebieg dystrybuanty. Tak określona dystrybuanta będzie zbiorem stablicowanych wartości.
2. Numeryczne wyznaczenie współczynnika PIF — wzór (24).

Skuteczność proponowanej eksperymentalnej metody szacowania miary wierności odwzorowania ilustruje następujący przykład:

Przykład 2.

Określić eksperymentalnie współczynnik PIF dla następujących filtrów 2-D:

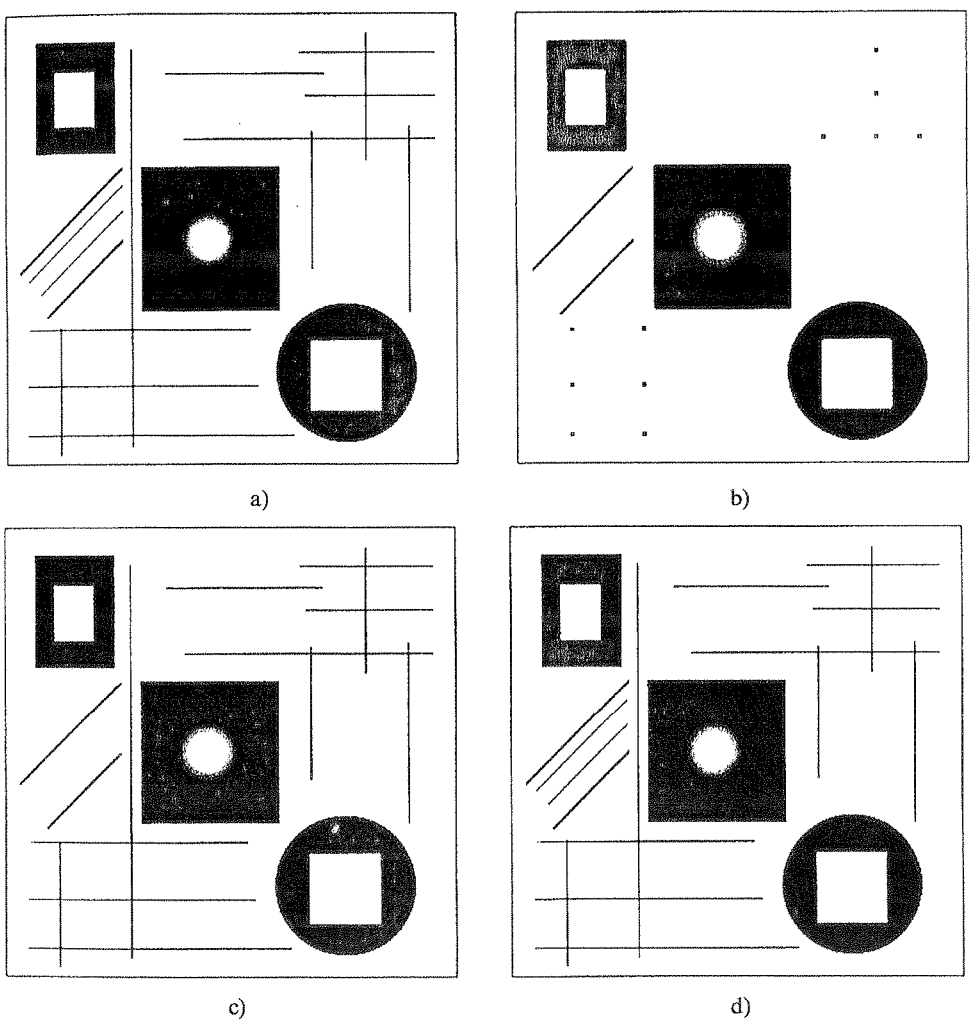
a) Filtr F1: $y(k,l)=\text{Mediana}[\{x(r,s): r \in \langle k-1, k+1\rangle, s \in \langle l-1, l+1\rangle\}]$
b) Filtr F3: $y(k,l)=\text{Mediana}[\{W(r,s) \diamond r \in \langle k-1, k+1\rangle, s \in \langle l-1, l+1\rangle\}]$,

gdzie: $W=\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

c) Filtr F3: $y(k,l)=\text{Mediana}[\{W(r,s)\diamond r\in\langle k-1,k+1\rangle, s\in\langle l-1,l+1\rangle\}]$,

gdzie: $W=\begin{bmatrix}1&1&1\\1&5&1\\1&1&1\end{bmatrix}$

Postępując zgodnie z algorytmem eksperymentalnego szacowania miary wierności odwzorowania otrzymano następujace wyniki: $\hat{\text{PIF}}_{F1}=0{,}7573$, $\hat{\text{PIF}}_{F2}=0{,}8703$ i $\hat{\text{PIF}}_{F3}=0{,}94198$. W doświadczeniu wykorzystano szum o rozkładzie jednostajnym o zmiennej losowej z przedziału $\langle 0, 255\rangle$. Próba liczyła 10^6 liczb całkowitych w postaci macierzy kwadratowej.



Rys. 4. Przetwarzanie obrazu oryginalnego a) przez filtr F1 b), F2 c) i F3 d) z przykładu 2

W przypadku dwu pierwszych filtrów możliwe jest także analityczne wyznaczenie współczynników PIF. Teoretyczne wartości tych miar — wzór (24) — wynoszą: $PIF_{F1}=0{,}7580$, $PIF_{F2}=0{,}8701$. W przypadku filtru F3, analitycznie — przy pomocy wzoru (13) — nie można określić współczynników wielomianu G_v, bowiem nie jest spełniony podstawowy warunek jednakowego prawdopodobieństwa elementów w oknie filtru. Wyniki eksperymentalne są obarczone bardzo małym błędem. W przypadku F1 — 0,092% i F2 0,023% w stosunku do wartości teoretycznych.

Otrzymane wartości odzwieciedlają subiektywną ocenę jakości obu filtrów. Związek współczynnika PIF z obserwacją potwierdza wynik doświadczenia pokazanego na rysunku 4. Do weryfikacji subiektywnej wyników obliczeń wykorzystano obraz testowy z rys. 4a, zawierający, krytyczne z punktu widzenia jakości odwzorowania struktury obrazu, następujące detale: krawędzie koła, odcinki o różnej grubości i różnym kącie nachylenia, obszary o maksymalnym (255) i minimalnym (0) poziomie szarości i obszar o liniowo zmieniającym się poziomie szarości (od 0 do 255).

6. WNIOSKI KOŃCOWE

W pracy zaproponowano definicję probabilistycznej miary (współczynnika) odwzorowania sygnału wejściowego na wyjściu algorytmów cyfrowego przetwarzania sygnałów. Na szczególną uwagę zasługuje metoda eksperymentalna określania współczynnika PIF dla nieliniowych filtrów cyfrowych 2-D, bowiem daje możliwość porównywania między sobą algorytmów, dla których nie są spełnione warunki określone dla współczynników wielomianów $G(F)$ opisanych zależnością (13). Wprawdzie w [7] opisano metodę analityczną dotyczącą podobnego zagadnienia, ale przy dowolnie skomplikowanym algorytmie DSP, również i ta może okazać się zawodna.

Warto również podkreślić fakt, że zaproponowana metoda eksperymentalnego określania $G(F)$ może mieć fundamentalne znaczenie w stosowaniu procedur optymalizacji złożonych algorytmów nieliniowej filtracji cyfrowej przy pomocy dekompozycji binarnej [8].

Porównanie wyników eksperymentu i obliczeń analitycznych (filtr F1 i F2 z przykładu 2) daje podstawy sądzić, że zaprezentowana metoda niemal dokładnie odzwierciedla wyniki teoretyczne i może być pożytecznym narzędziem w zagadnieniach analizy i syntezy nieliniowych algorytmów filtracji 2-D.

BIBLIOGRAFIA

1. T. Thong: *Digital image processing test patterns.* IEEE Trans. Acoust., Seech Signal Processing 1983, Vol. ASSP-31, Jun.
2. D.R.K. Browning: *The weighted median filter.* Commun Assoc. Comput. Mach., 1984, vol. 27, pp. 807–818.
3. P.D. Wendt, E.J. Coyle, N.C. Gallagher, Jr.: *Stack filters.* IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing 1986, Vol. ASSP-34, No. 4, pp. 898–911.
4. P.A. Maragos, R.W. Schafer: *Morphological filters — Part 2: Their relation to median, order statistic and stack filters.* IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing 1987, Vol. ASSP-35, No. 8, pp. 1153–1169.

5. E.J. C o y l e, J.H. L i n: *Stack filters and the mean absolute error criterion.* IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing 1988, Vol. ASSP-36, No. 4, pp. 1244 – 1254.
6. J. W o ź n i c k i: *Podstawowe techniki przetwarzania obrazu.* Warszawa, WKŁ, 1996.
7. O. Y l i - H a r j a, J. A s t o l a, Y. N e u v o: *Analysis of the properties of median and weighted median filters using threshold logic and stack filters representation.* IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing 1991, Vol. ASSP-39, No. 2, pp. 395 – 410.
8. J. P u r c z y ń s k i, E. K o r n a t o w s k i: *Wybrane problemy projektowania cyfrowych filtrów medianowych*, XX SPETO'97, 21 – 24 maj 1997, Tom 2, str. 465 – 469.
9. B.I. J u s t u s s o n: *Median filtering: Statistical properties, Topics in Applied Physics. Two-Dimensional Digital Signal Processing II*, T.S. H u a n g, Ed. Berlin, Springer Verlag, 1981.
10. T.S. H u a n g: *Two-Dimensional Digital Signal Processing II. Transforms and Median Filters.* Berlin, Springer Verlag, 1981.

E. KORNATOWSKI

PROBABILISTIC SIGNAL PROJECTION FIDELITY COEFFICIENT

S u m m a r y

In an article described is a new definition of input-to-output signal projectoin fidelity coefficient for any DSP algorithm, in particularly for non-linear digital filter. The probabilistic fidelity coefficient is based on a function that assigns an algorithm distribuants: response with constraint. For some algorithms which are too difficult for analytic calculation of this function presented is an experimental method for obtain a fidelity coefficient.

Key words: digital filters, digital signal processing

for

Techn

qu
ass
inc

Ke
me

In v
codeve
A bina
munica
the cor
the cha
may n
distort
In
assign
can be
assign
distort
affect
indice
total r
an exh
subop

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3—4, ss. 309—313

A Note on Genetic Algorithm Search for Robust Index Assignment in Vector Quantization

TOMASZ OSTROWSKI

Technical University of Szczecin, Institute of Electronics, Communications and Computer Science

Otrzymano 1999.10.01
Autoryzowano 1999.12.21

A genetic algorithm is applied to search for a robust index assignment in vector quantization. To drive the evolutionary search the relative quality of an index assignment is assessed by using a heuristics. The proposed method is compared with the linearity increasing swap algorithm.

Key words: communication channel, genetic algorithm, Hamming distance, index assignment, vector quantization.

1. INTRODUCTION

In vector quantization (VQ) [2] a source vector is encoded by assigning to it one codevector from a predesigned set of the codevectors stored in the codebook. A binary index that identifies the selected codevector is transmitted across a communication channel in a binary form. At the receiving end the index is decoded with the corresponding codevector from the codebook. However, bit errors occurring in the channel may result in an incorrectly received index. Thus the resulting codevector may no longer be the best representation of the source vector and the quantization distortion may increase due to a channel noise.

In this paper we address the genetic algorithm (GA) approach to an index assignment (IA) problem — known also as a non-redundant channel coding, which can be stated as follows. Given the codebook of 2^n codevectors find the optimal assignment of a unique n-bit index to each of the codevectors to minimize the channel distortion. In general any change in the assignment of indices to the codevectors can affect the quantization distortion resulting from the channel errors. An assignment of indices to the codevectors is equivalent to a permutation of a given codebook. The total number of permutations grows as a factorial $2^n!$ of the size of the codebook, so an exhaustive search over all codebook permuation set is infeasible. However, some suboptimal approaches to the problem have been presented.

For instance, Zeger and Gersho [7] introduced a binary switching algorithm where the pair of vectors is swapped in an iterative fashion, and Farvardin [1] employed a simulated annealing. Potter and Chiang [6] proposed a method employing a minimax criterion, while Ostrowski and Ruoppila [5] applied a genetic algorithm.

The above methods possess the following common drawback that limits their application to the practical problems, e.g. mobile communications. They use the stationary models to describe the nonstationary phenomena in the real communication channels. For instance, they assume a constant bit error rate (BER) in a binary symmetric channel or allow only single bit of an index to be corrupted. As the result the index assignments obtained by using the majority of the known methods are not robust.

Knagenhjelm and Agrell [3] have presented the distinguished formulation of the index assignment problem by using Hadamard transform and developed linearity increasing swap algorithm (LISA) as a tool for the robust index assignment in the binary symmetric channel. Their approach is restricted only by the assumption that an encoder is the maximum entropy encoder (MEE), i.e. the assumption that all codevectors are used with the equal probability, and by employing the distance measure between codevectors determined by the squared Euclidean norm. None assumption concerning the bit error rate in the channel is required. In the following we shall use LISA as the proper benchmark for the robust IA.

2. THE METHOD

In the proposed method the genetic algorithm compares the relative quality of two given index assignments by using the heuristic that consists of the following steps.

1) For each of the two given index assignments compute the sequence of the criteria $D_1,\ldots,D_k,\ldots,D_{n-1}$ defined by the formula:

$$D_k = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{j=i+1 \\ j: H(b(c_i), b(c_j))=k}}^{M-1} d(c_i, c_j); \quad 0<k<n, \tag{1}$$

where D_k denotes the sum of codevector distances which is computed over such pairs of the codevectors that Hamming distance between the indices assigned to the codevectors constituting the pair equals k, $d(c_i, c_j)$ denotes the distance between the codevectors c_i and c_j according to the assumed distance measure, $H(b(c_i), b(c_j))$ denotes the Hamming distance between the binary indices $b(c_i)$ and $b(c_j)$ which are assigned to the codevectors c_i and c_j respectively, n denotes the index length, and $M=2^n$ is the codebook size.

2) For the two given index assignments **for k=1 to n−1 do:**
Compare the values taken by the criterion D_k of each assignment;
If the values of the criterion D_k are not equal **then** as a better index assignment choose the assignment that takes smaller value of the criterion D_k and stop computations;
Otherwise, continue with the criterion D_{k+1}.

3) **If** for the two given index assignments the corresponding values of the criteria D_k are equal for each k **then** choose the better assignment randomly.

The above heuristics derives from the following empirical evidence. For the moderate bit error rate in the communication channel the conversion of a transmitted index into an index near in the sense of the Hamming distance to the origial one is more probable than its conversion into an index far away in the sense of the Hamming distance. Thus the proposed strategy drives the evolutionary search towards such IA that assigns to the codevectors that are close in the sense of the assumed distance measure the indices that are close in the sense of the Hamming distance.

3. COMPUTATIONAL EXPERIMENTS

For the purpose of the method implementation we performed the minor modifications of the genetic algorithm applied to IA by Ostrowski and Ruoppila [5]. In particular, we used the heuristics explained in Sec. 2 as the fitness measure in the course of the tournament selection and we did not employ the deterministic annealing as the auxiliary mechanism aimed to avoid the premature convergence of the GA. We would like to emphasize the proposed heuristic selection criterion as the workhorse of the method. The specific GA design and its parameter settings are of the secondary importance. We decided to modify the GA referenced above because it was economically justified to exploit the tools available for us. The software is efficient and can be run on a personal computer.

We have used Gaussian VQ-base [4] to verify experimentally our approach to IA. This database contains several codebooks constructed for the Gaussian sources. The MEE codebook K3_08_05 comprising 2^8 three-dimensional codevectors was used as the test material. Table 1 presents simulation results of the communication channel for the IAs computed by using LISA and GA. The codevectors are drawn from the codebook according to the uniform probability distribution and the corresponding indices are corrupted with a given bit error rate. The corrupted indices are decoded and the signal to noise ratio (SNR) and mean squared error (MSE) for the streams of original and resulting codevectors are computed. We also compute the relative difference in the performance of the GA and LISA. From the practical standpoint the GA computed IA achieves the good performance of the LISA computed IA. The computational burden of the GA is of course much heavier than LISA's. However, the advantage of GA approach is that one can use any distance measure between the codevectors.

To apply the GA to the non-MEE codebook we modified the sequence of criteria defined by Eq. (1) as follows:

$$D'_k = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\substack{j=i+1 \\ j: H(b(c_i), b(c_j))=k}}^{M-1} (P(c_i)+P(c_j))d(c_i, c_j); \quad 0<k<n, \tag{2}$$

$D'_1,\ldots,D'_k,\ldots,D'_{n-1}$ is the modified criteria sequence, and $P(c_i)$ and $P(c_j)$ are the probabilities of using the codevectors c_i and c_j, respectively. Table 2 depicts the results for the non-MEE codebook comprising 2^8 three-dimensional codevectors. In that case the codevectors are drawn according to the a priori assumed non-uniform probability distribution. The GA computed IA results in approximately 20 per cent gain in terms of MSE (1 dB gain in SNR) for the moderate bit error rates, say less than 0.05. For the high bit error rates the robustness of the GA computed IA is the same as the IA computed by using LISA.

The presented results were averaged over many repetitions of the experiments and are typical for the several codebooks that were used as the test material. We are conscious that the results are valid only for the specific conditions of our experiments. However, the motivation supporting the applied heuristics is convincing.

Table 1

The comparison of IAs computed by using LISA and GA for the MEE codebook

BER	LISA SNR [dB]	LISA MSE	GA SNR [dB]	GA MSE	(GA MSE-LISA MSE)/GA MSE [%]
0.001	23.44	$9.60\cdot10^{-3}$	23.35	$9.82\cdot10^{-3}$	2.2
0.005	16.43	$4.83\cdot10^{-2}$	16.36	$4.90\cdot10^{-2}$	1.4
0.010	13.47	$9.56\cdot10^{-2}$	13.39	$9.69\cdot10^{-2}$	1.3
0.050	6.55	$4.70\cdot10^{-1}$	6.49	$4.75\cdot10^{-1}$	1.1
0.100	3.64	$9.18\cdot10^{-1}$	3.57	$9.33\cdot10^{-1}$	1.6
0.200	0.77	1.78	0.70	1.80	1.1
0.250	−0.16	2.20	−0.21	2.23	1.3

Table 2

The comparison of IAs computed by using LISA and GA for the non-MEE codebook

BER	LISA SNR [dB]	LISA MSE	GA SNR [dB]	GA MSE	(LISA MSE-GA MSE)/LISA MSE [%]
0.001	22.81	$9.79\cdot10^{-3}$	24.16	$7.18\cdot10^{-3}$	26.7
0.005	15.87	$4.83\cdot10^{-2}$	17.21	$3.56\cdot10^{-2}$	26.3
0.010	12.95	$9.54\cdot10^{-2}$	13.96	$7.52\cdot10^{-2}$	21.2
0.050	6.04	$4.66\cdot10^{-1}$	6.80	$3.92\cdot10^{-1}$	15.9
0.100	3.23	$8.97\cdot10^{-1}$	3.54	$8.30\cdot10^{-1}$	7.5
0.200	0.36	1.73	0.40	1.71	1.2
0.250	−0.52	2.12	−0.59	2.14	−0.9

4. CONCLUSION

We proposed genetic algorithm to search for the robust index assignment, which can be reasonable alternative for the indexing of non-MEE codebooks. The interesting aspect of the method is that none assumptions concerning channel characteristics are required. We can also use any distance measure between the codevectors.

To obtain the final conclusion concerning the practical significance of the approach the experiments within a real communication channel, e.g. a mobile communication channel are recommended.

Acknowledgements

This research work was supported by the scholarship from Tampere International Center for Signal Processing, Tampere, Finland and Polish Committee for Scientific Research grant no. KBN-108/E-364/BW/98.

REFERENCES

1. N. Farvardin: *A study of vector quantization for noisy channels.* IEEE Trans. on Information Theory, vol. 36, no. 44, 1990, pp. 799 – 809.
2. A. Gersho, R.M. Gray: *Vector Quantization and Signal Compression.* Dordrecht, Kluwer Academic Publishers, 1992.
3. P. Knagenhjelm, E. Agrell: *The Hadamard transform — a tool for index assignment.* IEEE Trans. on Information Theory, vol. 42, no. 4, 1996, pp. 1139 – 1151.
4. P. Knagenhjelm: *The Gaussian VQ-base @ Information Theory*, Technical Report. Department of Information Theory, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 1993.
5. T. Ostrowski, V.T. Ruoppila: *Genetic annealing search for index assignment in vector quantization.* Pattern Recognition Letters, vol. 18, no. 4, 1997, pp. 311 – 318.
6. L.C. Potter, D. Chiang: *Minimax non-redundant channel coding.* IEEE Trans. on Communications, vol. 43, no. 2/3/4, 1995, pp. 808 – 811.
7. K. Zeger, A. Gersho: *Pseudo-Gray coding.* IEEE Trans. on Communications, vol. 38, no. 12, 1990, pp. 2147 – 2158.

T. OSTROWSKI

POSZUKIWANIE ODPORNEGO INDEKSOWANIA WEKTORÓW KODOWYCH W KWANTYZACJI WEKTOROWEJ ZA POMOCĄ ALGORYTMU GENETYCZNEGO

Streszczenie

Przedstawiono sposób indeksowania wektorów słownika kwantyzera wektorowego za pomocą algorytmu genetycznego. Do oceny indeksowania wektorów słownika stosowane jest heurystyczne kryterium jakości indeksowania. Proponowana metoda porównana jest eksperymentalnie z algorytmem zwiększania liniowości słownika kwantyzera wektorowego.

Słowa kluczowe: kanał telekomunikacyjny, algorytm genetyczny, indeksowanie wektorów słownika, kwantyzacja wektorowa.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 315–320

Dobór nastaw regulatora PID dla obiektu opisanego modelem Strejca trzeciego rzędu

JANUSZ HALAWA

Instytut Cybernetyki Technicznej, Politechnika Wrocławska

Otrzymano 1999.06.15
Autoryzowano 1999.12.19

W pracy podano metodę doboru nastaw regulatora PID dla obiektu opisanego modelem Strejca trzeciego rzędu, opisanego transmitancją $\frac{k_0^*}{(Ts+1)^3}$. Model ten jest wygodny do identyfikacji. W proponowanej metodzie wykorzystano rozkład pierwiastków charakterystycznych transmitancji opisującej układ zamknięty i spostrzeżenia wynikłe ze wspomagania komputerowego.

Słowa kluczowe: dobór nastaw regulatorów PID, model Strejca.

1. WPROWADZENIE

W teorii automatycznego sterowania często używanym modelem, którym opisuje się obiekty z wyrównaniem jest model Strejca. Modelami Strejca są transmitancje postaci:

$$G_{0m}(s)=\frac{k_0^*}{(Ts+1)^n}, \quad n=1, 2,\ldots . \tag{1}$$

Bardzo wygodnym modelem do rozważań teoretycznych jest model Strejca trzeciego rzędu

$$G_{03}(s)=\frac{k_0^*}{(Ts+1)^3}=\frac{k_0}{(s+a)^3}, \tag{2}$$

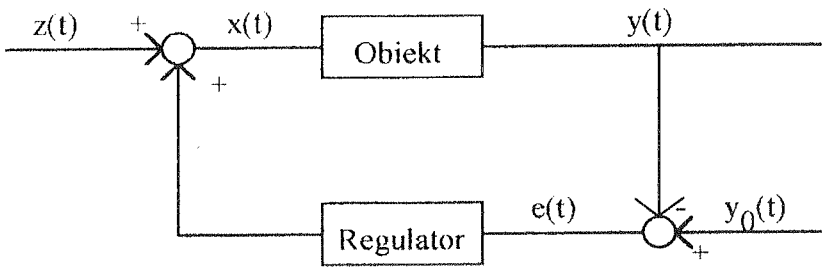
gdzie $a=\frac{1}{T}$ i $k_0=\frac{k_0^*}{T^3}$.

W zamkniętym układzie sterowania z modelem (2) i regulatorem typu P można doprowadzić do drgań niegasnących i na podstawie $k_{p\,kr}$ i okresu drgań wyznacza się nastawy regulatorów typu P, PI i PID.

Model Strejca trzeciego rzędu jest łatwy do identyfikacji. Metoda identyfikacji obiektu opisanego tym modelem podana jest w pracach [2, 3]. Proponowane w literaturze dobory nastaw regulatorów nie są zadowalające. Okazuje się, że można w prosty sposób uzyskać lepsze nastawy regulatorów PI i PID tzn. takie, dla których odpowiedzi zamkniętych układów sterowania są odpowiedziami bez przeregulowań i możliwie szybko dochodzą do stanu ustalonego.

2. DOBÓR NASTAW REGULATORA PID

Rozpatrzymy zamknięty układ sterowania o schemacie blokowym przedstawionym na rys. 1.



Rys. 1. Schemat blokowy zamkniętego układu sterowania

Transmitancja opisująca zamknięty układ sterowania z modelem (2) i regulatorem PID o transmitancji

$$G_r(s)=k_p\left(1+\frac{1}{T_i s}+T_w s\right) \tag{3}$$

jest funkcją

$$G(s)=\frac{y(s)}{y_0(s)}=\frac{k_0k_pT_ws^2+k_0k_ps+\dfrac{k_0k_p}{T_i}}{s^4+3as^3+(3a^2+k_0k_pT_w)s^2+(a^3+k_0k_p)s+\dfrac{k_0k_p}{T_i}}. \tag{4}$$

Przyjmiemy, że mianownik transmitancji (4) jest wielomianem posiadającym tylko pierwiastki rzeczywiste. Z badań symulacyjnych wynika, że w transmitancji postaci (4) współczynniki jej licznika, w której występuje argument s, mają mały wpływ na odpowiedź w porównaniu ze współczynnikami jej mianownika.

Rozpatrujemy przypadek, gdy mianownik transmitancji (4) jest wielomianem postaci

$$M(s)=(s+q)(s+b)^3. \tag{5}$$

Przyjmiemy, że $|b| \gg |q|$. Wówczas pierwiastek $s=-b$ ma mały wpływ na odpowiedź zamkniętego układu sterowania w porównaniu z pierwiastkiem $s=-q$. Założymy, że

$$b=\alpha q, \qquad \text{gdzie} \quad \alpha>1 \text{ np. } \alpha=10. \tag{6}$$

Po podstawieniu (6) do (5) otrzymujemy

$$M(s)=s^4+(1+3\alpha)qs^3+3(1+\alpha)\alpha q^2s^2+(3+\alpha)\alpha^2q^3+a^3q^4. \tag{7}$$

Po porównaniu odpowiednich współczynników mianownika transmitancji (4) otrzymujemy układ równań:

$$(1+3\alpha)q=3a, \tag{8}$$

$$3(1+\alpha)\alpha q^2=3a^2+k_0k_pT_w, \tag{9}$$

$$(3+\alpha)\alpha^2q^3=a^3+k_0k_p, \tag{10}$$

$$\alpha^3q^4=\frac{k_0k_p}{T_i}. \tag{11}$$

Z równania (8) mamy

$$q=\frac{3a}{1+3\alpha} \tag{12}$$

Z (10) i (12) otrzymuje się

$$k_p=\frac{(3+\alpha)\alpha^2q^3-a^3}{k_0}=\frac{\left[(3+\alpha)\alpha^2\left(\frac{3}{1+3\alpha}\right)^3-1\right]a^3}{k_0} \tag{13}$$

i

$$T_i=\frac{k_0k_p}{q^4\alpha^3}=\frac{k_0[27(\alpha+3)\alpha^2(1+3\alpha)-(1+3\alpha)^4]}{81\alpha^3a}. \tag{14}$$

Z (8) i (13) mamy

$$T_w=\frac{3\left[(1+\alpha)\alpha\left(\frac{3}{1+3\alpha}\right)^2-1\right]}{\alpha\left[(3+\alpha)\alpha^2\left(\frac{3}{1+3\alpha}\right)^3-1\right]}. \tag{15}$$

Interesujący jest wypadek, gdy $\alpha=1$.

Mianownik transmitancji (4) posiada poczwórny pierwiastek rzeczywisty. Mianownik ten jest wówczas równy

$$M(s)=(s+q)^4=s^4+4qs^3+6q^2s^2+4q^3s+q^4. \tag{16}$$

Z układu równań (13), (14) i (15) otrzymujemy

$$k_p=\frac{11a^3}{16k_0}\approx\frac{0{,}688a^3}{k_0}=\frac{0{,}688}{k_0^*}, \tag{17}$$

$$T_i = \frac{176}{81a} \approx \frac{2{,}173}{a} = 2{,}173T, \tag{18}$$

i

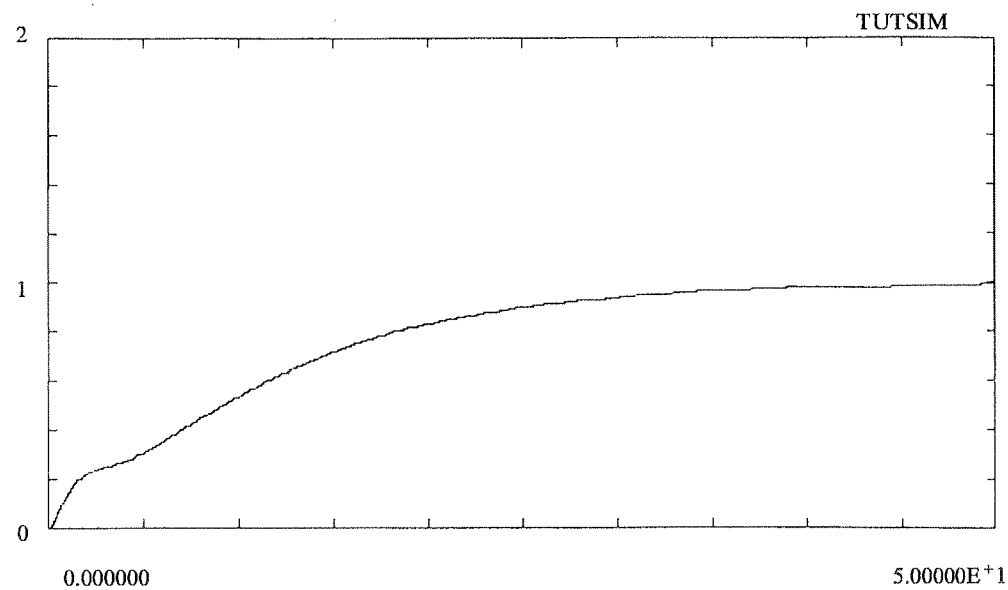
$$T_w = \frac{6}{11a} \approx \frac{0{,}545}{a} = 0{,}545T. \tag{19}$$

Przykład 1.

Założymy, że parametry transmitancji (2) są równe $k_0^* = 1$, $T = 1$. Współczynnik α przyjmiemy $\alpha = 10$. Ze wzorów (13), (14) i (15) mamy

$$k_p = 0{,}1782, \quad T_i = 2{,}0318 \quad \text{i} \quad T_w = 3{,}6613.$$

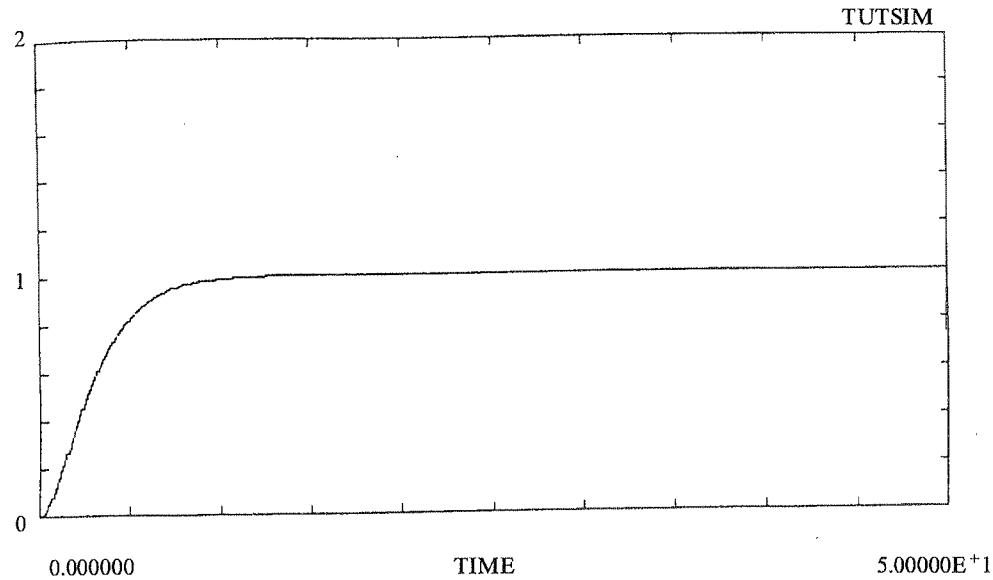
Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skok jednostkowy przedstawiona jest na rys. 2.



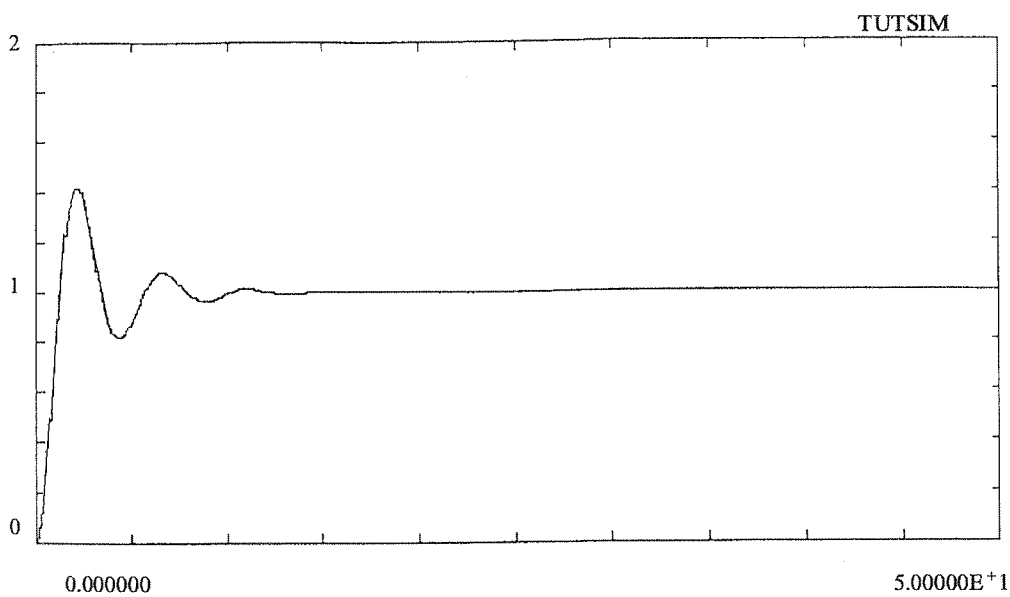
Rys. 2. Odpowiedź skokowa zamkniętego układu sterowania dla $k_0^* = 1$, $T = 1$ i $\alpha = 10$

Przykład 2.

Przyjmijmy następujące parametry transmitancji (2) $k_0^* = 1$, $T = 1$. Z (17), (18) i (19) wyliczamy $k_p = 0{,}688$, $T_i = 2{,}173$, $T_w = 0{,}545$. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skok jednostkowy dla ww. parametrów obiektu i regulatora przedstawiona jest na rys. 3. Porównamy wyniki uzyskane proponowaną metodą z wynikami otrzymanymi metodą Zieglera Nicholsa. Parametry regulatora wyznaczone metodą Zieglera Nicholsa są równe: $k_p = 4{,}800$, $T_i = 1{,}815$ i $T_w = 0{,}436$. Na rysunku 4 przedstawiono odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skok jednostkowy dla $k_0 = 1$, $T = 1$ i parametrów regulatora PID wyznaczonych metodą Zieglera-Nicholsa.



Rys. 3. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania dla $k_0^*=1$, $T=1$ i $\alpha=1$



Rys. 4. Odpowiedź zamkniętego układu sterowania na skok jednostkowy dla parametrów regulatora PID wyznaczonych metoda Zieglera-Nicholsa

3. WNIOSEK

Proponowana metoda doboru nastaw regulatora PID jest prosta i pozwala na uzyskanie dobrych własności dynamicznych zamkniętego układu sterowania.

BIBLIOGRAFIA

1. R.C. D o r f: *Modern Control Systems*, USA, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., 1990.
2. J. H a l a w a: *A Note on Simplification of Large Dynamic System Using a Moment Techniques, System Analysis and Simulation*. Berlin, T. 1, Band 46, Mathematical Research, Academic-Verlag, 1988, pp. 155–158.
3. J. H a l a w a: *Metody wyznaczania transmitancji uproszczonych i ich zastosowanie w automatyce i elektroenergetyce*. Prace Naukowe Instytutu Cybernetyki Technicznej Politechniki Wrocławskiej 88, seria: Monografie 21, Wrocław 1991.

J. HALAWA

SELECTION OF SEFFINGS OF A PID CONTROLLER FOR A SYSTEM REPRESENTED BY THE 3-DIMENSIONAL STREJC MODEL

S u m m a r y

The method of setting the PID controller working in the closed-loop system with the object represented by the transfer function $G_0(s)=\frac{k_0^*}{(Ts+1)^3}$ is considered. This method is used to locate the roots of transfer of the closed-loop system. Computer aided method is also used determine the parameters of controller.

Key words: method of retting the PID controllers, Strejc model.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 321–350

Zastosowanie techniki mikroprocesorowej do wyznaczania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w elektroenergetycznych sieciach okrętowych

ROMUALD MAŚNICKI, JANUSZ MINDYKOWSKI

Wydział Elektryczny, Wyższa Szkoła Morska w Gdyni

Otrzymano 1999.09.01
Autoryzowano 1999.12.22

W artykule przedstawiono wybrane zagadnienia dotyczące opracowania i skonstruowania, a także analizy teoretycznej i weryfikacji doświadczalnej właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych specjalizowanego instrumentarium do pomiarów wielkości elektrycznych charakteryzujących elektroenergetyczny system okrętowy, a zwłaszcza do wyznaczania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w sieciach okrętowych. Proponowane instrumentarium jest alternatywą w stosunku do rozwiązań dotychczas stosowanych w okrętownictwie, a istota rozwiązania oparta jest na wykorzystaniu techniki mikroprocesorowej zarówno w fazie opracowania i konstrukcji, jak i na etapie badań doświadczalnych opracowanych przyrządów. W artykule przedstawiono stan wiedzy w zakresie pomiaru wielkości elektrycznych charakteryzujących sieć okrętową. Zwrócono uwagę na fakt, że standardowo instalowane instrumentarium pomiarowe nie zapewnia możliwości poprawnej oceny jakości energii w okrętowym systemie elektroenergetycznym, istotnie obniżając bezpieczeństwo i ekonomiczną efektywność eksploatacji siłowni okrętowej. Wiarygodna ocena jakości energii w systemie elektroenergetycznym wymaga wprowadzenia nowych konstrukcji przyrządów i układów pomiarowych, zapewniających nie tylko zadowalającą dokładność pomiarową, ale również rejestrację i analizę sygnałów odkształconych, przy założeniu spełnienia przez nie wymagań towarzystw klasyfikacyjnych. Spełnienie powyższych postulatów zostało osiągnięte dzięki zastosowaniu techniki mikroprocesorowej i uwzględnieniu ograniczeń oraz specyfiki warunków okrętowych. Opracowane przyrządy do wyznaczania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w elekroenergetycznych sieciach okrętowych, a w szczególności przetworniki wielofunkcyjne, programowalne, o dużej odporności na zakłócenia, pozwalają na uzyskanie poszerzonej informacji o mierzonych wielkościach i posiadają korzystniejsze właściwości metrologiczne i eksploatacyjne.

Słowa kluczowe: metrologia eksploatacyjna, okrętowy system elektroenergetyczny, przyrządy mikroprocesorowe, przyrządy wirtualne

1. WPROWADZENIE

W podstawowej konfiguracji elektrowni okrętowej zwykle występują trzy prądnice synchroniczne napędzane silnikami spalinowymi. Czasem instalowane są także

prądnice wałowe lub też prądnice turbinowe. Zmienność warunków obciążenia elektrowni okrętowej (manewry, prace przeładunkowe, konieczność utrzymania określonych warunków przewozu ładunku), różnorodne warunki klimatyczne i pogodowe, a także względy bezpieczeństwa załogi, statku, ładunku i środowiska morskiego powodują, że do najważniejszych procesów realizowanych w okrętowych systemach elektroenergetycznych, niezależnie od typu statku, należy zaliczyć: przygotowanie i uruchomienie zespołu prądotwórczego, synchronizację zespołu z elektroenergetyczną siecią okrętową, kontrolę częstotliwości oraz związany z nią rozdział mocy czynnej pomiędzy pracujące prądnice, kontrolę napięć i wynikający stąd rozdział mocy biernych, a także kontrolę warunków pracy ważnych odbiorników energii.

Z uwagi na charakter sieci okrętowej i procesy w niej zachodzące, podstawowe parametry charakteryzujące przebiegi elektryczne ulegają istotnym odchyleniom od ich wartości nominalnych. Dla efektywnej i bezpiecznej eksploatacji okrętowego systemu elektroenergetycznego, oprócz zwykle mierzonych watości napięć, prądów i mocy, istotne znaczenie mają czasowe związki między sygnałami zmiennych w czasie napięć $u(t)$ i prądów $i(t)$. Określenie „czasowe związki między sygnałami elektrycznymi w elektroenergetycznej sieci okrętowej", wprowadzone na potrzeby niniejszej pracy, dotyczy informacji pomiarowych, jakie pozyskiwane są w warunkach eksploatacyjnych na drodze badania zależności czasowych pomiędzy sygnałami napięciowymi i prądowymi, w różnych częściach okrętowego systemu elektroenergetycznego, z uwzględnieniem relacji czasowych między tymi sygnałami oraz zmian ich kształtu. Związki te, wyrażane przez wielkości Δf, $\cos\phi$ i λ, można opisać w nastepujący sposób:

$$\Delta f = \varphi(f_g, f_s) \tag{1}$$

$$\cos\phi = \varphi\{\phi[u(t), i(t)]\} \tag{2}$$

$$\lambda = \varphi\{P[u(t), i(t), \phi], S(U, I)\} \tag{3}$$

Wartości tych wielkości są ściśle związane z podstawowymi procesami sterowania elektrownią okrętową a odnośne wartości nominalne oraz dopuszczalne zakresy ich zmian są dokładnie określone w wymaganiach towarzystw klasyfikacyjnych. Utrzymanie właściwych relacji między kontrolowanymi wartościami częstotliwości sieci f_s i generatorów synchronizowanych f_g oraz optymalnych wartości współczynników $\cos\phi$ ma podstawowe znaczenie dla bezpieczeństwa i efektywnosci wytwarzania, rozdziału i użytkowania energii elektrycznej na statku. Nadmierne błędy w pomiarach wspomnianych wielkości mogą prowadzić do poważnych trudności w eksploatacji zespołów prądotwórczych i odbiorów energii elektrycznej, co jest szczególnie groźne podczas manewrów.

W związku z wprowadzeniem do eksploatacji urządzeń wykorzystujących układy energoelektroniczne a także innych nieliniowych odbiorników energii powodujących odkształcenia napięć i prądów, standardowo instalowane instrumentarium pomiarowe, oparte zwykle na przetwornikach elektromechanicznych, nie zapewnia możliwości poprawnej oceny jakości energii w okrętowym systemie elekroenergetycznym. Uzyskanie pełniejszej informacji pomiarowej, koniecznej dla wiarygodnej oceny

jakości energii w systemie elektroenergetycznym, wymaga wprowadzenia nowych technologii w konstrukcji przyrządów i układów pomiarowych. Możliwości takie stwarza zastosowanie techniki mikroprocesorowej. Realizowane układy pomiarowe muszą być jednocześnie dostosowane do specyfiki warunków okrętowych. W rozwoju okrętowego instrumentarium pomiarowego szczególne znaczenie mają układy zapewniające nie tylko zadowalającą dokładność pomiarową, ale również umożliwiające przetwarzanie A/C oraz rejestrację i analizę sygnałów odkształconych.

Mierzone parametry oraz syntetyczne wskaźniki jakości, formułowanie według wybranych kryteriów, mogą być wówczas przetwarzane, analizowane, archiwizowane i prezentowane w prosty sposób i w odpowiedniej dla użytkownika formie. Nadto, zastosowanie techniki mikroprocesorowej w sposób istotny ułatwia wizualizację informacji o sygnałach sieciowych, poprzez wykorzystanie przyrządów wirtualnych.

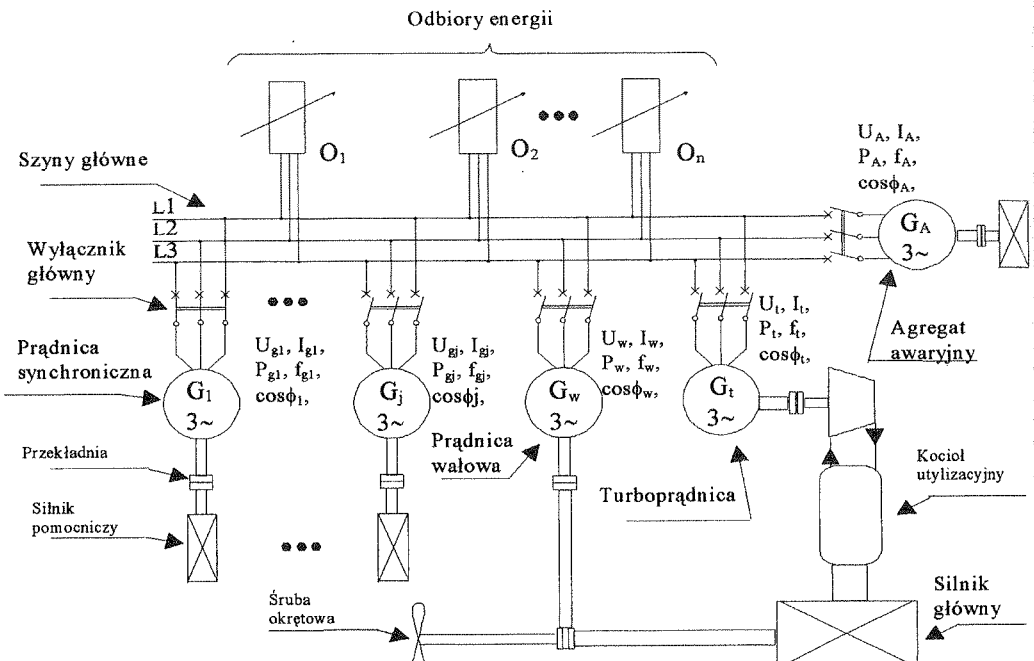
2. STAN WIEDZY W ZAKRESIE POMIARÓW WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH CHARAKTERYZUJĄCYCH SIEĆ OKRĘTOWĄ

Na okrętowy system elektroenergetyczny składają się zarówno urządzenia służące do wytwarzania energii elektrycznej jak i jej odbiorniki. Podstawowe elementy składowe okrętowego systemu elektroenergetycznego (rys. 1) stanowią [28]:

- zespoły prądotwórcze, w podstawowej konfiguracji stosowane są zwykle trzy prądnice synchroniczne napędzane pomocniczymi silnikami spalinowymi; instalowane są również prądnice wałowe, napędzane, w trakcie rejsu, silnikiem głównym, a także prądnice turbinowe, napędzane parą wodną uzyskiwaną z kotłów ogrzewanych m.in. paliwami płynnymi lub gazami wylotowymi z silnika głównego i silników pomocniczych,
- rozdzielnica główna wraz z układami zabezpieczeń, wyłącznikami oraz szynami głównymi, układami pomiarowymi i sterującymi procesami realizowanymi w systemie elektroenergetycznym,
- rozdzielnica awaryjna,
- energetyczne tory kablowe,
- odbiorniki energii elektrycznej.

Zasadnicze instrumentarium pomiarowe służące kontroli wytwarzania i dystrybucji energii elektrycznej rozmieszczone jest w rozdzielnicy głównej (RG), instalowanej zwykle w pomieszczeniu centrali manewrowo-kontrolnej (CMK) siłowni okrętowej. W skład systemu elektroenergetycznego wchodzi także rozdzielnica awaryjna (RA), która wraz z agregatem awaryjnym umożliwia zasilanie określonych urządzeń okrętowych w przypadku wyłączenia bądź uszkodzenia podstawowych zespołów prądotwórczych. W czasie remontu statku istnieje również możliwość zasilania urządzeń okrętowych z sieci lądowej.

Na eksploatowanych aktualnie statkach dominuje tendencja do nadzoru funkcjonowania okrętowego systemu elektroenergetycznego za pomocą przyrządów autonomicznych o prostej konstrukcji, postulowanej dokładności technicznej i wymaganej odporności na działanie różnorodnych narażeń występujących na statku.



Rys. 1. Ogólny schemat przykładowego okrętowego systemu elektroenergetycznego

Wymagania towarzystw klasyfikacyjnych dotyczące konfiguracji i bezpiecznej eksploatacji okrętowego systemu elektroenergetycznego określają graniczne normy narażeń klimatycznych, mechanicznych i elektromagnetycznych, które powinna spełniać instalowana aparatura kontrolno-pomiarowa. Wspomniane wymagania określają również dopuszczalne zmiany podstawowych parametrów charakteryzujących okrętowy system elektroenergetyczny podczas jego eksploatacji w odniesieniu do zespołów prądotwórczych, podstawowych i awaryjnych, pracujących zarówno pojedynczo, jak i równolegle. Na szczególną uwagę zasługują normy dotyczące dopuszczalnych wskaźników zniekształceń napięcia oraz odporności na zakłócenia elektromagnetyczne [24].

Dotychczas stosowane instrumentarium pomiarowe elektrowni okrętowej, w oparciu o decyzje armatorów, jest projektowane przy założeniu minimalnych wymagań dokładnościowych i eksploatacyjnych, a podstawowym kryterium doboru jest wskaźnik koszt/funkcja, co znacząco ogranicza możliwości efektywnej i bezpiecznej eksploatacji siłowni okrętowej.

Wprowadzenie nowej normy PN-IEC 801-4:1994 spowodowało, iż szereg rozwiązań uznawanych dotąd za spełniające odnośne wymagania w zakresie EMC zostało zdyskwalifikowanych. Wobec dynamicznego rozwoju w dziedzinie nowych rozwiązań układów pomiarowych wydaje się być uzasadniona potrzeba zmiany podejścia do technologii realizacji i konfiguracji podstawowego instrumentarium pomiarowego rozdzielnic głównej i awaryjnej na statku.

3. WIELOFUNKCYJNE PRZYRZĄDY MIKROPROCESOROWE DO ZASTOSOWAŃ W SIECIACH OKRĘTOWYCH

Technika mikroprocesorowa, szeroko stosowana w nowych układach i systemach pomiarowych, stwarza dogodne warunki do podniesienia ich walorów eksploatacyjnych w oparciu o następujące przesłanki [1, 8, 9, 20, 27]:

- część procedur pomiarowych realizuje się na drodze cyfrowego przetwarzania sygnałów, w wyniku czego oprogramowanie staje się integralną częścią toru pomiarowego, w efekcie uzyskuje się dużą elastyczność i możliwość łatwej modyfikacji realizowanych procedur pomiarowych,
- możliwość zmiany algorytmu pomiarowego, jak również możliwość pomiaru różnych wielkości bez zmiany struktury układowej przyrządu,
- możliwość kształtowania wybranych właściwości metrologicznych przyrządu na drodze programowej,
- rozszerzone możliwości komunikacyjne polegające na wykorzystaniu specjalizowanych interfejsów pomiarowych do przesyłania wyników pomiarowych i ich wykorzystania do rejestracji i dalszej analizy oraz do celów sterowania.

Opracowanie, dla potrzeb techniki mikroprocesorowej, danych pomiarowych mających postać sygnału analogowego, wymaga przetworzenia, według określonych reguł, próbek rozważanego sygnału na postać cyfrową [2, 5, 25]. Pomiary wartości skutecznych napięć lub prądów mogą być realizowane na drodze przetwarzania pośredniego, z udziałem analogowych przetworników rzeczywistej wartości skutecznej, na napięcie stałe lub na drodze bezpośredniego przetwarzania próbek wartości chwilowych sygnałów sieciowych na postać cyfrową. Odpowiednio dobrana liczba próbek w okresie sygnału, zgodnie z prawem Shannona, pozwala na uwzględnienie i odtworzenie założonej liczby harmonicznych zawartych w badanym sygnale. Cyfrowe opracowanie uzyskanych informacji pomiarowych może się odbywać z zastosowaniem analizy fourierowskiej bądź w oparciu o odnośne zależności definicyjne poszczególnych wielkości, z wykorzystaniem procedur całkowania numerycznego. Założenia związane z minimalizacją konfiguracji układowej wielofunkcyjnego przyrządu oraz wymaganiami odnoszącymi się do technologii mikroprocesorowej umożliwiającej pomiary wybranych wielkości wskazują, że optymalnym rozwiązaniem jest realizacja algorytmów wykorzystujących zależności definicyjne, wiążące wielkości charakteryzujące okrętową sieć elektroenergetyczną.

3.1. ZALEŻNOŚCI POMIĘDZY WIELKOŚCIAMI OPISUJĄCYMI OKRĘTOWĄ TRÓJFAZOWĄ SIEĆ ELEKTROENERGETYCZNĄ

W ogólnym przypadku, w okrętowych sieciach prądu przemiennego, w których napięcia i prądy są funkcjami czasu, odpowiednio $u(t)$ oraz $i(t)$, moc chwilową $p(t)$ dla jednej fazy określa się jako [2, 4, 5, 6, 26]:

$$p(t) = u(t)\, i(t) \tag{4}$$

Moc czynną P, charakteryzującą średnią wartość energii wytwarzanej w prądnicy prądu przemiennego lub pobieranej przez odbiornik w ciągu okresu T, można określić z zależności:

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p(t)dt=\frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,i(t)dt \tag{5}$$

gdzie: T — okres sygnału o częstotliwości f i pulsacji $\omega=2\pi f$.
Miarą napięcia przemiennego $u(t)$ i prądu $i(t)$ są ich wartości skuteczne, odpowiednio U oraz I:

$$U=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)d} \tag{6}$$

$$I=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt} \tag{7}$$

Iloczyn wartości skutecznych napięcia U i prądu I określany jest jako moc pozorna S:

$$S=U\cdot I=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T u^2(t)dt}\cdot\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt}=\frac{1}{T}\sqrt{\int_0^T u^2(t)\cdot i^2(t)dt} \tag{8}$$

Stosunek mocy czynnej P do mocy pozornej S nosi nazwę współczynnika mocy czynnej λ:

$$\lambda=\frac{P}{S} \tag{9}$$

Dla przebiegów sinusoidalnych napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$:

$$u(t)=U_m\sin(\omega t+\phi_u) \tag{10}$$

$$i(t)=I_m\sin(\omega t+\phi_i) \tag{11}$$

gdzie: U_m, I_m — amplitudy odpowiednio napięcia i prądu, ϕ_u, ϕ_i — kąty przesunięć fazowych napięcia i prądu, moc czynna P jest określona zależnością:

$$P=UI\cos\phi \tag{12}$$

gdzie: ϕ — kąt fazowy między prądem i napięciem, $\phi=\phi_u-\phi_i$, zaś moc bierną Q można określić z wyrażenia:

$$Q=UI\sin\phi \tag{13}$$

Dla przebiegów sinusoidalnych napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$ współczynnik mocy czynnej λ równy jest cosinusowi kąta fazowego ϕ, tzn.:

$$\lambda=\cos\phi \tag{14}$$

zaś zależność między mocą czynną i pozorną można zapisać następująco:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \tag{15}$$

W ogólności, przebiegi napięć i prądów w elektroenergetycznej sieci okrętowej są sygnałami periodycznymi, lecz odkształconymi. W tej sytuacji wartość współczynnika mocy czynnej λ różna jest zwykle od wartości współczynnika $\cos\phi$ [9, 11, 18]:

$$\lambda \neq \cos\phi \tag{16}$$

Moce czynna P i pozorna S związane są zależnością [2, 4, 26]:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + K^2 \tag{17}$$

gdzie: Q — moc bierna, K — moc odkształcenia.

Autorzy zdają sobie sprawę, iż podejście związane z opisem (17) opartym na teorii Budeanu jest jednym z licznych funkcjonujących w elektrotechnice w zakresie analizy przebiegów niesinusoidalnych [2, 4, 5, 25, 26].

Niezależnie od kształtu sygnałów napięciowych $u(t)$ lub prądowych $i(t)$, rzeczywiste wartości skuteczne U_{rms} oraz I_{rms} mogą być wyznaczone z zależności (6) oraz (7). Wówczas współczynnik mocy czynnej λ_{1f} dla jednej fazy układu trójfazowego równy jest:

$$\lambda_{1f} = \frac{P_{1f}}{S_{1f}} \tag{18}$$

gdzie wielkości P_{1f} i S_{1f} wyznacza się, odpowiednio, w oparciu o zależności (5) i (8). Współczynnik mocy λ, dla sieci trójfazowej dla obciążenia niesymetrycznego, można zdefiniować jako:

$$\lambda_{3f} = \frac{P_{3f}}{S_{3f}} = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{3 \cdot U_{3f} \cdot I_{3f}} \tag{19}$$

gdzie: P_{3f}, S_{3f} — odpowiednio, moce czynna i pozorna układu trójfazowego, P_1, P_2, P_3 — moce czynne w poszczególnych fazach, zaś wartości napięcia zastepczego U_{3f} i prądu zastępczego I_{3f} mogą być wyznaczone w oparciu o zależności:

$$U_{3f}^2 = \frac{1}{3}(U_1^2 + U_2^2 + U_3^2) \tag{20}$$

$$I_{3f}^2 = \frac{1}{3}(I_1^2 + I_2^2 + I_3^2) \tag{21}$$

gdzie: U_1, U_2, U_3, I_1, I_2, I_3 — rzeczywiste wartości skuteczne napięć i prądów fazowych układu.

Wykorzystując zależności (19), (20) i (21) współczynnik mocy czynnej λ_{3f} można opisać wyrażeniem:

$$\lambda_{3f} = \frac{P_1 + P_2 + P_3}{\sqrt{(U_1^2 + U_2^2 + U_3^2) \cdot (I_1^2 + I_2^2 + I_3^2)}} \tag{22}$$

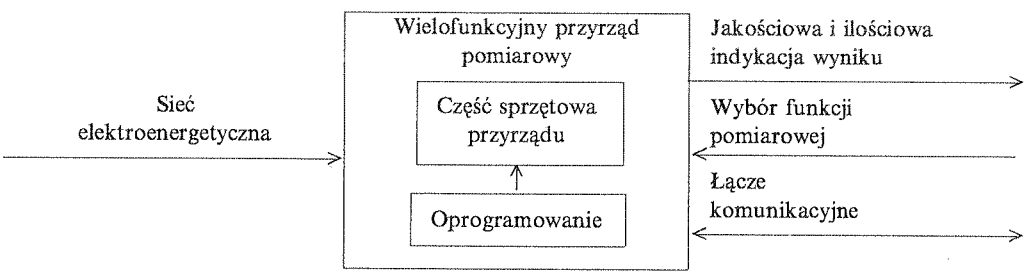
Zdaniem autorów, wielkością pomocną do wstepnej oceny jakości energii elektrycznej w badanym systemie elektroenergetycznym może być współczynnik k równy stosunkowi $\cos\phi/\lambda$ [12, 13, 18].

3.2. KONCEPCJA PRZYRZĄDU

W przyjętej do realizacji koncepcji wielofunkcyjnego, programowalnego przyrządu pomiarowego do zastosowań w okrętowych systemach elektroenergetycznych zastosowano bezpośrednie przetwarzanie próbek wartości chwilowych sygnałów sieciowych w postać cyfrową. Opracowane, nowe, oryginalne rozwiązanie wielofunkcyjnego przyrządu pomiarowego pozwala na:

- pomiary wartości chwilowych napięć $u(t)$ i prądów fazowych $i(t)$,
- pomiary częstotliwości f_s, f_g i przesunięć fazowych ϕ,
- obliczanie wartości wybranych wielkości U, I, P, S, $\cos\phi$, λ lub $\cos\phi/\lambda$, zgodnie z wybraną funkcją pomiarową,
- indykację ilościową oraz jakościową wartości mierzonych wielkości,
- komunikację z zewnętrznym systemem komputerowym, zarówno w odniesieniu do pierwotnych jak i końcowych informacji pomiarowych.

Zgodnie z przyjętymi założeniami, koncepcja przyrządu wielofunkcyjnego może być zilustrowana w sposób przedstawiony na rysunku 2.



Rys. 2. Ogólna konfiguracja nowego rozwiązania wielofunkcyjnego przyrządu do zastosowań w okrętowym systemie elektroenergetycznym

3.3. ALGORYTMY POMIAROWE

W oparciu o znane zależności pomiędzy wielkościami opisującymi trójfazową sieć elektroenergetyczną [2, 4, 5, 6, 26], opracowano algorytmy będące podstawą nowego, instrumentarium pomiarowego, szczególnie przydatnego do zastosowań w okrętownictwie.

Do cyfrowego opracowania informacji pomiarowych wykorzystano odnośne zależności definicyjne poszczególnych wielkości (U, I, P, S i λ) oraz procedury całkowania numerycznego z zastosowaniem prostej metody Eulera, polegającej na sumowaniu pól odpowiednich prostokątów.

W wyniku przetwarzania A/C i zamiany próbek sygnałów analogowych na słowa cyfrowe, wielkości opisujące rozważaną sieć można przedstawić za pomocą następujących zależności:

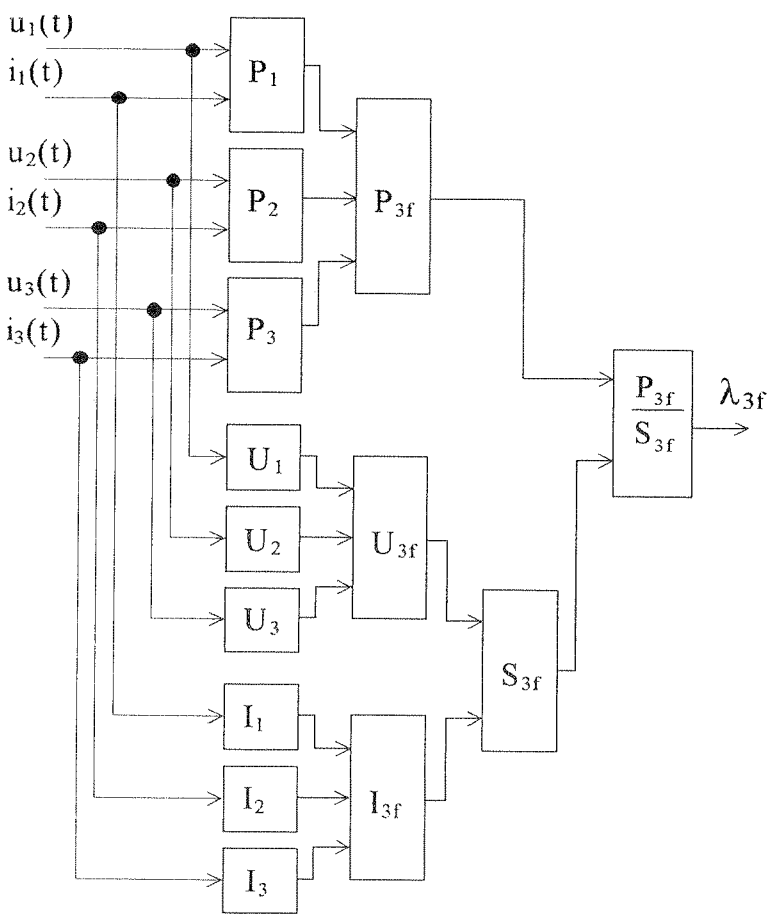
- dla jednej fazy:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{m}\sum_{k=0}^{m-1} u_k^2} \tag{23}$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{m}\sum_{k=0}^{m-1} i_k^2} \tag{24}$$

$$P_1 = \frac{1}{m}\sqrt{\sum_{k=0}^{m-1} u_k\, i_k} \tag{25}$$

$$S_1 = U_{rms} \cdot I_{rms} \tag{26}$$



Rys. 3. Algorytm pomiaru współczynnika mocy czynnej λ_{3f} dla sieci trójfazowej

$$\lambda_{1f}=\frac{\sum_{k=0}^{m-1} u_k \cdot i_k}{\sqrt{\sum_{k=0}^{m-1} u_k^2 \cdot \sum_{k=0}^{m-1} i_k^2}} \tag{27}$$

- dla układu trójfazowego:

$$\lambda_{3f}=\frac{\sum_{k=0}^{m-1} (u_{1k} \cdot i_{1k}+u_{2k} \cdot i_{2k}+u_{3k} \cdot i_{3k})}{\sqrt{\sum_{k=0}^{m-1} (u_{1k}^2+u_{2k}^2+u_{3k}^2) \cdot \sum_{k=0}^{m-1} (i_{1k}^2+i_{2k}^2+i_{3k}^2)}} \tag{28}$$

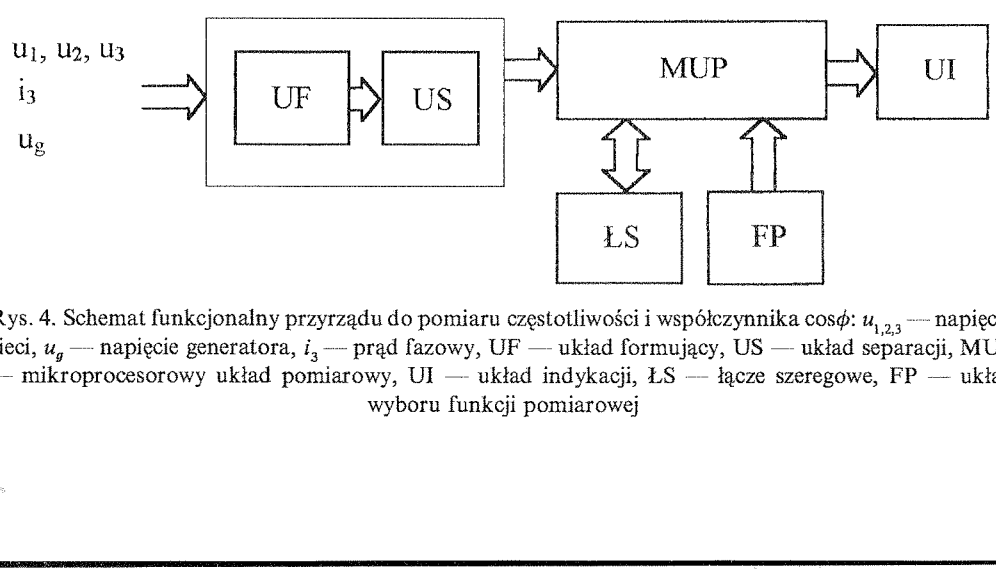
Na podkreślenie zasługuje algorytm wyznaczania współczynnika mocy czynnej λ_{3f} [12, 22]. W przypadku ogólnym, tj. dla odkształconych sygnałów $u(t)$ oraz $i(t)$, pomiar współczynnika mocy czynnej λ_{3f} dla sieci trójfazowej, według oryginalnej metody będącej przedmiotem zgłoszenia patentowego [19], może zostać zrealizowany w oparciu o technikę przetwarzania A/C z wykorzystaniem algorytmu przedstawionego na rysunku 3.

Omawiany współczynnik mocy ma istotne znaczenie praktyczne: jest on miarą zdolności obciążenia trójfazowego do odbioru energii elektrycznej w stosunku do wydolności energetycznej aktywnych źródeł energii elektrycznej zasilających szyny główne elektrowni okrętowej.

3.4. REALIZACJA TECHNICZNA ROZWIĄZANIA

Badania nad konstrukcją nowych przyrządów do wyznaczania czasowych związków między sygnałami w elektroenergetycznej sieci okrętowej obejmowały dwa etapy.

Pierwsza faza badań dotyczyła opracowania przetwornika wielofunkcyjnego, programowalnego do pomiarów częstotliwości napiecia w sieci i wielkości pochodnych oraz współczynnika cosϕ będącego miarą przesunięcia ϕ prądu fazowego do napięcia fazowego [8, 11, 12, 15, 16, 21]. W rozwiązaniu tym nie ma potrzeby

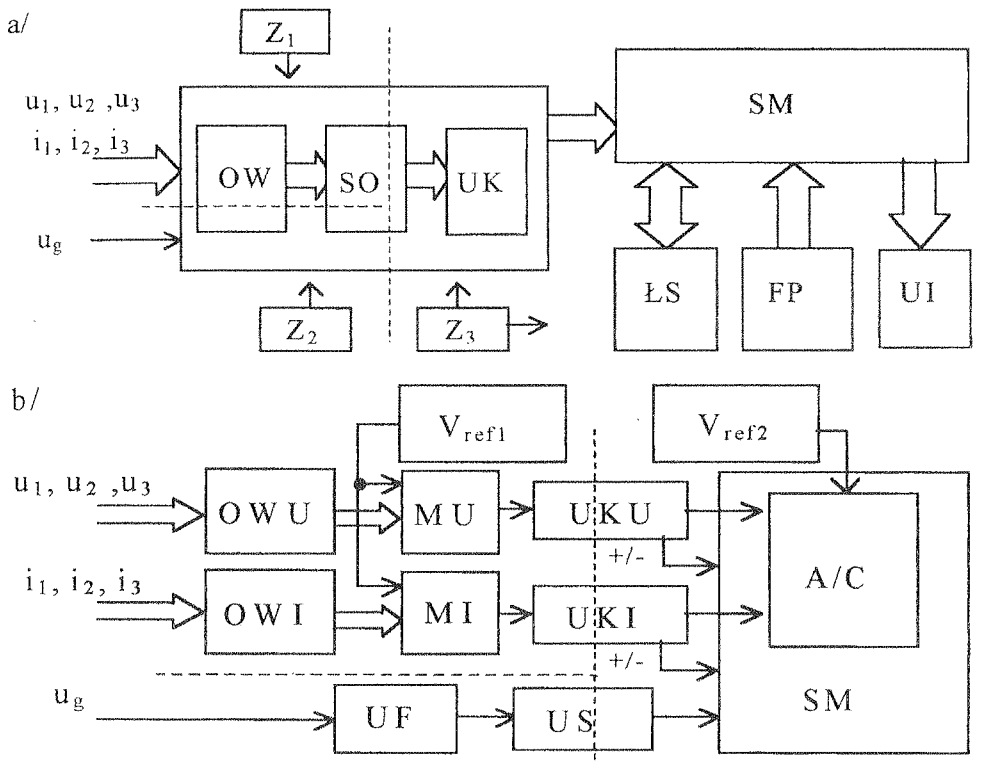


Rys. 4. Schemat funkcjonalny przyrządu do pomiaru częstotliwości i współczynnika cosϕ: $u_{1,2,3}$ — napięcia sieci, u_g — napięcie generatora, i_3 — prąd fazowy, UF — układ formujący, US — układ separacji, MUP — mikroprocesorowy układ pomiarowy, UI — układ indykacji, ŁS — łącze szeregowe, FP — układ wyboru funkcji pomiarowej

stosowania przetwornika A/C, a wyznaczanie wartości określonych wielkości realizowane jest w następstwie pomiarów odpowiednich odcinków czasowych. Schemat blokowy rozważanego wielofunkcyjnego przyrządu mikroprocesorowego przedstawiono na rysunku 4.

Druga faza badań dotyczyła przyrządów serii FCDIS-1x (rys. 5) [9, 10, 12, 14, 16, 19, 22, 23], realizujących pomiary:

a. częstotliwości f, dwóch częstotliwości, np. f_s i f_g, lub ich różnicy Δf,
b. kąta przesunięcia fazowego ϕ lub współczynnika $\cos\phi$,
c. wartości skutecznych napięć U i prądów fazowych I,
d. mocy czynnej P i pozornej S, poszczególnych faz i układu trójfazowego,
e. współczynnika mocy czynnej λ, wybranej fazy i układu trójfazowego,
f. współczynnika $\cos\phi/\lambda$.

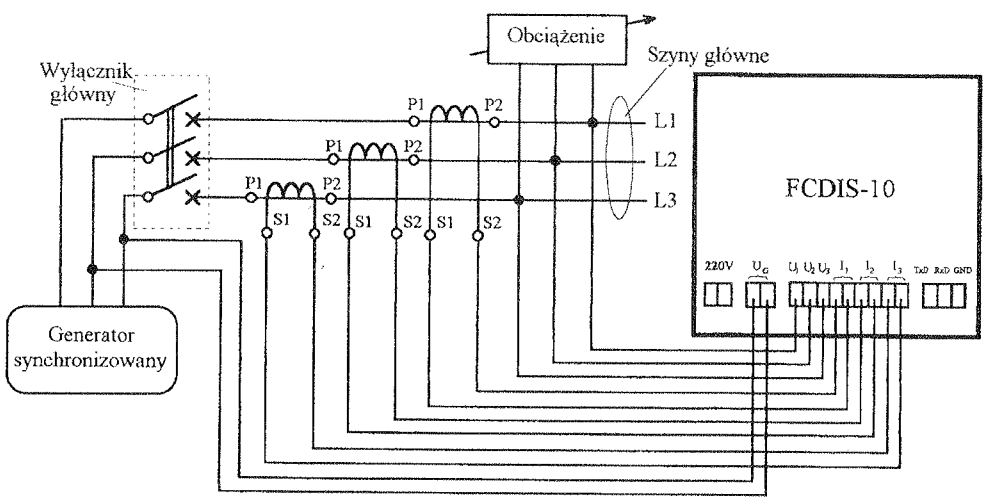


Rys. 5. Konfiguracja miernika wielofunkcyjnego FCDIS-1x: a) schemat funkcjonalny przyrządu, b) konfiguracja torów pomiarowych; liniami przerywanymi oznaczono granice optoseparacji: UF, OW, OWU, OWI — odpowiednio, obwody wejściowe napięciowe i prądowe, MU, MI — odpowiednio, multiplekser analogowy w torze napięciowym i prądowym, SO, US — układy separacji optycznej, UKU, UKI — odpowiednio, układy kondycjonowania w torach pomiarowych napięcia i prądu, SM — sterownik mikroprocesorowy (wraz z układem A/C przetwornika analogowo-cyfrowego), Z — zasilacze stabilizowane, V_{ref} — źródła napięć odniesienia, UI — układ indykacji, ŁS — łącze szeregowe, FP — układ wyboru funkcji pomiarowej

Wartości wielkości przywołanych w punktach a. oraz b. określane są w następstwie pomiarów odpowiednich odcinków czasowych. Wartości wielkości ujętych w punktach c., d., e. oraz f. obliczane są przy zastosowaniu przetwarzania A/C i wykorzystaniu cyfrowych próbek wartości chwilowych napięć i prądów fazowych, uzyskanych z przetwornika A/C. Pomiary częstotliwości i współczynnika cosϕ realizowane są według algorytmów, które zostały zweryfikowane w przyrządach serii FCDIS-0x. Prądowe sygnały wejściowe i_1, i_2 oraz i_3 podawane są na wejścia przyrządu z obwodów wtórnych typowych przekładników prądowych, zainstalowanych w odpowiednich fazach, na szynach głównych elektrowni okrętowej. Natomiast napięcia u_1, u_2, u_3 i u_g podawane są bezpośrednio z szyn głównych i generatorów synchronizowanych z siecią.

Z uwagi na fakt, iż opracowane przyrządy należą do grupy przyrządów inteligentnych i mozliwa jest korekcja błędów członów wejściowych na drodze programowej, nie stosowano przetwarzania pośredniego (np. U_{AC}/U_{DC}) w torach pomiarowych między członami wejściowymi a opracowanym miernikiem wielofunkcyjnym. Za przyjęciem takiego rozwiązania dodatkowo przemawiają niewielkie odległości między punktami poboru informacji pierwotnej i miejscem zainstalowania opracowanych przyrządów.

Na rysunku 6 przedstawiono połączenia przyrządu z obwodami kontrolowanego systemu elektroenergetycznego.



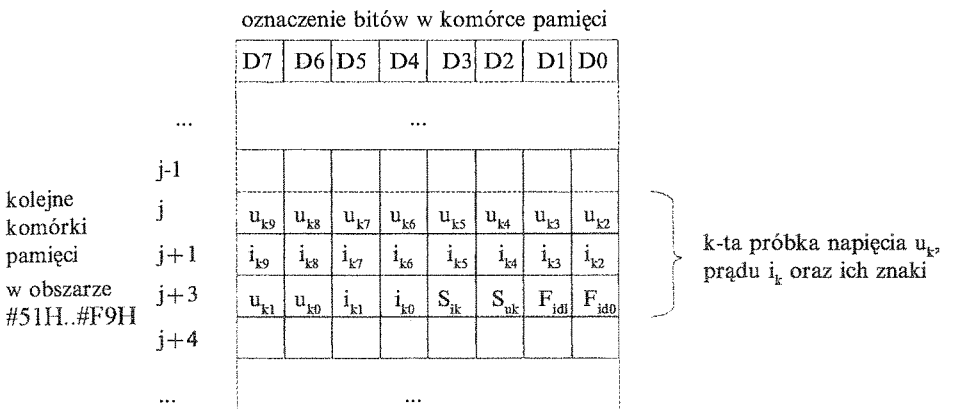
Rys. 6. Przykładowa aplikacja przyrządu FCDIS-1x w sieci elektroenergetycznej

Zastosowany w przyrządzie sposób kalibracji torów pomiarowych umożliwia wykorzystanie prostej metody autokalibracji, której istota sprowadza się do korekcji współczynników kalibracyjnych K_U i K_I torów pomiarowych napiecia i prądu, odpowiednio, z uwzględnieniem wyników dodatkowych pomiarów napięć z wysokostabilnych źródeł odniesienia.

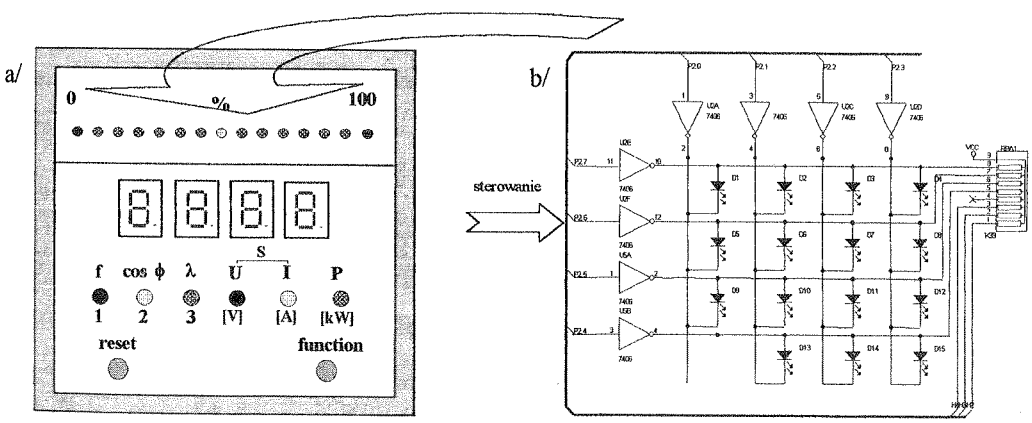
Cykl pomiarowy realizowany w programie maszynowym mikroprocesora obejmuje:

- pomiary wartości wielkości pierwotnych, w tym przetwarzanie A/C wartości chwilowych napięcia i prądu,
- obliczanie wartości wielkości pośrednich,
- umieszczanie danych w określonych obszarach pamięci,
- komunikację z systemem zewnętrznym,
- ewentualną zmianę funkcji pomiarowej,
- identyfikację wybranej do realizacji funkcji pomiarowej,
- realizację wybranej funkcji pomiarowej, ukierunkowaną na indykację ilościową i jakościową wyników wraz z sygnalizacją rodzaju realizowanej funkcji.

Warto podkreślić, że dla oszczędnego wykorzystania dostępnej 8-bitowej pamięci danych opracowany został format umożliwiający przechowywanie informacji o 10-bitowych próbkach napięcia i prądu wraz z oznaczeniem ich polaryzacji (rys. 7).



Rys. 7. Format przechowywania 10-bitowych próbek napięcia i prądu oraz ich znaków w pamięci danych mikroprocesora



Rys. 8. Układ indykacji i sygnalizacji funkcji pomiarowej dla jednej z wersji przyrządów FCDIS-1x: a) widok płyty czołowej (obudowa tablicowa), b) schemat ideowy układu indykacji jakościowej wyniku

Dla potrzeb wykonanych prototypów opracowano i zaimplementowano nowe, oryginalne układy indykacji (rys. 8), wyposażone w skale umożliwiające ilościową i jakościową ekspozycję wyników, zapewniające zarówno zgrubną ocenę wartości mierzonych wielkości oraz sygnalizację kierunku przekroczenia zakresu pomiarowego, jak i odczyt aktualnej wartości z indykatora cyfrowego złożonego z wyświetlaczy siedmosegmentowych. Novum rozwiazania, chronione zgłoszeniem patentowym [17], dotyczy układu sterowania elementami indykacji.

4. WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNE NOWYCH ROZWIĄZAŃ WIELOFUNKCYJNYCH PRZYRZĄDÓW MIKROPROCESOROWYCH

4.1. ANALIZA TEORETYCZNA DOKŁADNOŚCI OPRACOWANEGO PRZYRZĄDU

Wyznaczona teoretycznie dokładność pomiarów [3, 7, 25] za pomocą opracowanego wielofunkcyjnego przyrządu mikroprocesorowego, dla wersji bez przetwornika A/C, (opcja związana z pomiarami odcinków czasowych) zależy głównie od błędu dyskretyzacji, metody pomiarowej i sposobu ekspozycji (rozdzielczości układu indykacji) wyników pomiaru. Przykładowo, dla opcji „pomiar częstotliwości" całkowity błąd średni kwadratowy δ_f nie przekracza wartości 0,2% i jest funkcją błędu δ_N dyskretyzacji, wynikającego ze zliczania N impulsów, błędu δ_{f_N} niestabilności rezonatora kwarcowego i błędu δ_E, związanego z przyjętym sposobem indykacji wyniku pomiaru:

$$\delta_f = \sqrt{\delta_N^2 + \delta_{f_N}^2 + \delta_E^2} \tag{29}$$

Dla opcji „pomiar $\cos\phi$" całkowity błąd średni kwadratowy $\delta_{\cos\phi}$ pomiaru współczynnika $\cos\phi$ jest funkcją błędu δ_T pomiaru okresu T napięcia, błędu δ_τ pomiaru przesunięcia czasowego τ, błędu $\delta_{\cos\phi_{\text{obl}}}$ obliczeń wartości $\cos\phi$ oraz błędu δ_E, wynikającego z rozdzielczości układu indykacji:

$$\delta_{\cos\phi} = \sqrt{\delta_T^2 + \delta_\tau^2 + \delta_{\cos\phi_{\text{obl}}}^2 + \delta_E^2} \tag{30}$$

Jego wartość nie przekracza 1%, przy czym głównym składnikiem jest błąd rozdzielczości układy indykacji równy $\delta_E = 0{,}5\%$. Wartości liczbowe błędów podano dla zastosowanego w układzie indykacji typowego czteropozycyjnego wyświetlacza siedmiosegmentowego.

Dokładność pomiarów za pomocą opracowanego wielofunkcyjnego przyrządu mikroprocesorowego, dla funkcji pomiarowych związanych z przetwarzaniem analogowo-cyfrowym, zdeterminowana jest stabilnością parametrów analogowej części torów pomiarowych napięcia i prądu, właściwościami przetwornika A/C, jakością procedur obliczeniowych i sposobem ekspozycji wyniku pomiaru.

Przykładowo, dla opcji „pomiar wartości skutecznej napięcia" całkowity względny błąd średni kwadratowy δ_U jest funkcją błędu δ_{A_U}, powstałego w analogowej części toru pomiarowego, błędu $\delta_{(A/C)_U}$ przetwarzania A/C, błędu δ_{C_U} obliczeń numerycznych

odnośnych zależności matematycznych, błędu widma δ_{W_U} spowodowanego niedopasowaniem szerokości okna wycinającego do okresu T badanego przebiegu i błędu δ_{E_U} wynikającego z rozdzielczości układu indykacji:

$$\delta_U = \sqrt{\delta^2_{A_U} + \delta^2_{(A/C)_U} + \delta^2_{C_U} + \delta^2_{W_U} + \delta^2_{E_U}} \tag{31}$$

Wartość tego błędu, wyznaczona w ramach analizy teoretycznej, nie przekracza 1% dla przyjętych warunków.

Analogicznie, można wyznaczyć całkowity błąd średni kwadratowy δ_I dla pomiaru wartości skutecznej prądu:

$$\delta_I = \sqrt{\delta^2_{AI} + \delta^2_{(A/C)_I} + \delta^2_{C_I} + \delta^2_{W_I} + \delta^2_{E_I}} \tag{32}$$

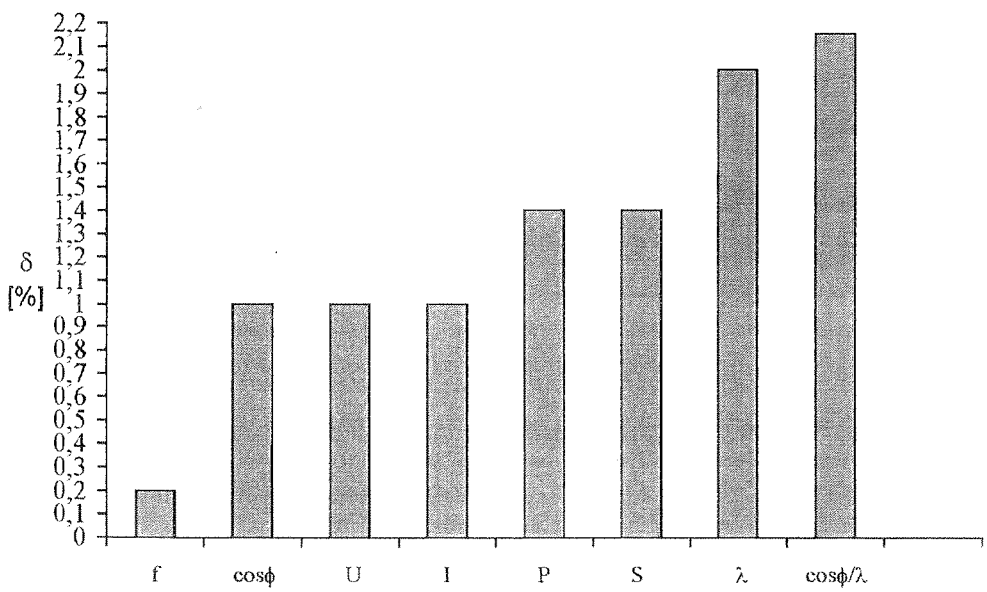
Natomiast dokładność pomiaru mocy czynnej P, mocy pozornej S, i współczynnika mocy czynnej λ określono w oparciu o reguły składania błędów pośrednich jako:

$$\delta_P = \sqrt{\delta^2_U + \delta^2_I} \tag{33}$$

$$\delta_S = \sqrt{\delta^2_U + \delta^2_I} \tag{34}$$

$$\delta_\lambda = \sqrt{\delta^2_P + \delta^2_S} \tag{35}$$

Reasumując, analiza teoretyczna pomiaru żądanych wielkości może być zobrazowana w postaci diagramu przedstawionego na rysunku 9.



Rys. 9. Wyniki teoretycznej analizy dokładności dla funkcji pomiarowych realizowanych z wykorzystaniem rozpatrywanego przyrządu

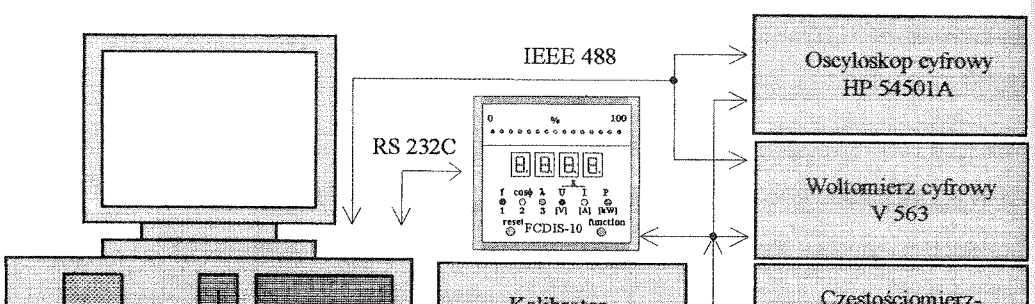
Wyznaczona dokładność pomiarów, uwzględniająca zarówno wyniki składające się na błąd podstawowy, jak i wpływające na powstawanie błędów dodatkowych, została zweryfikowana doświadczalnie, gdzie otrzymano błędy pomiarów o wartościach mniejszych niż wynikające z analiz teoretycznych (w rozważaniach teoretycznych przyjęto wartości graniczne błędów cząstkowych).

4.2. EMPIRYCZNA OCENA WŁAŚCIWOŚCI METROLOGICZNYCH NOWEGO ROZWIĄZANIA

W oparciu o stanowisko badawcze zbudowane z wykorzystaniem komputera PC i środowiska graficznego LabVIEW przeprowadzono ocenę właściwości metrologicznych opracowanego przyrządu. Konfigurację wirtualnego stanowiska pomiarowego przedstawiono na rysunku 10.

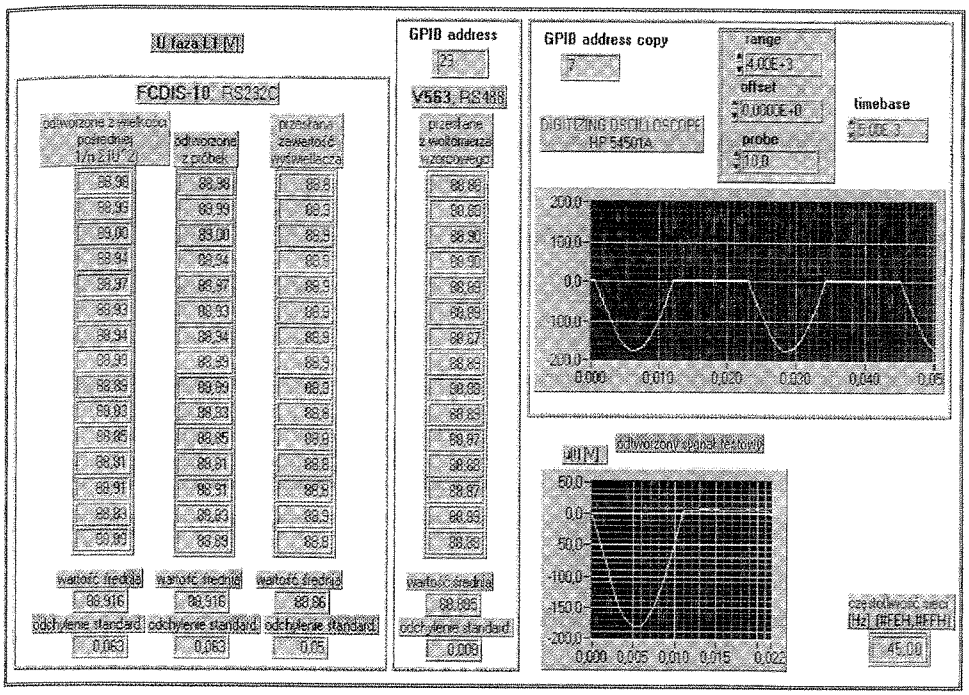
Założone cele badań dotyczyły:

- weryfikacji algorytmów pomiarowych zrealizowanych w programie maszynowym mikroprocesora w opracowanym przyrządzie,
- kontroli poprawności obliczeń prowadzonych w procedurach przyrządu, na pośrednich etapach obliczania wartości wielkości mierzonych,
- weryfikacji wartości współczynników kalibracyjnych torów pomiarowych,
- empirycznego określenia błędu pomiaru dla poszczególnych funkcji realizowanych przez przyrząd.



Rys. 10. Stanowisko pomiarowe do badania właściwości prototypu przyrządu

Wyniki badań przyrządu, dla różnych parametrów sygnałów testowych z kalibratora C-200, gromadzone są w formie protokołów pomiarowych w panelach czołowych LabVIEW. Przykładowo, na rysunku 12 przedstawiono wyniki wzorcowania przyrządu dla funkcji pomiarowej „wartość skuteczna napięcia w fazie L1", które przeprowadzone zostało z wykorzystaniem woltomierza V563 jako przyrządu wzorcowego, dla sinusoidalnych, napięciowych sygnałów testowych, podawanych z kalibratora C-200. Dla ilustracji poprawności odtwarzania przebiegów testowych, na podstawie danych przesłanych w trakcie badań z FCDIS-10, odtworzone przebiegi

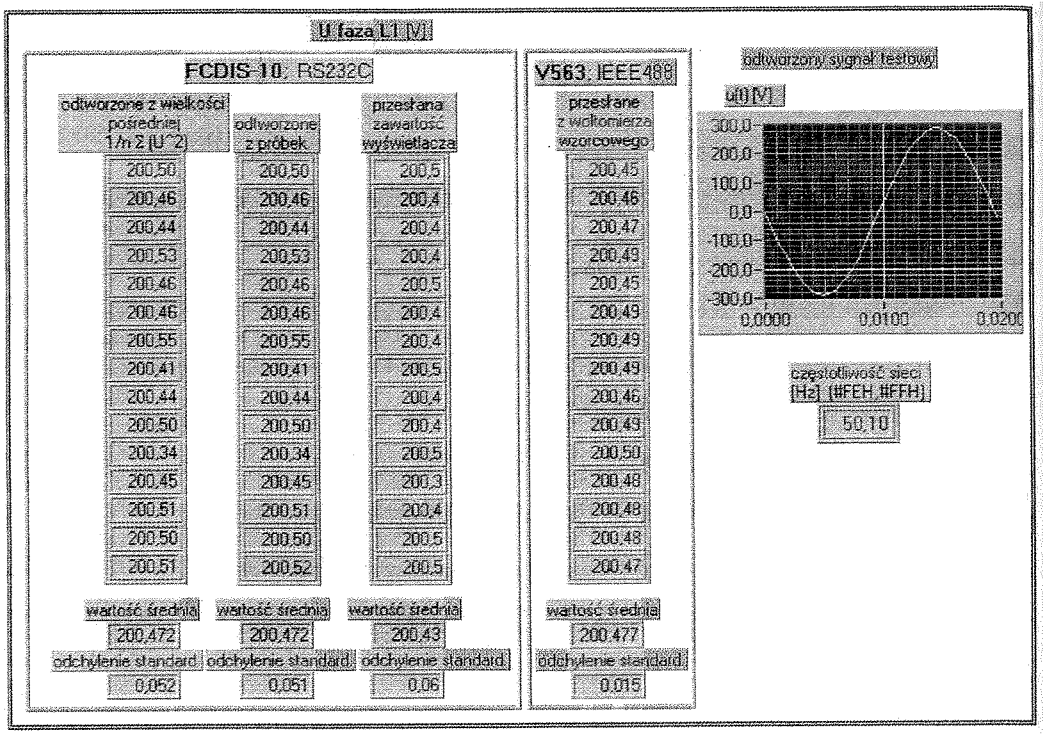


Rys. 11. Zestawienie przebiegów czasowych: odtworzonego na podstawie danych przesłanych z FCDIS-10 i oscylogramu z HP54501A dla napięcia testowego odkształconego o częstotliwości $f=45$ Hz

zestawiono z oscylogramami przesłanymi do PC z oscyloskopu HP54501A, z wykorzystaniem łącza IEEE-488. Przykładowe zestawienie, dla napięcia testowego odkształconego, zawarto na rysunku 11.

W celu uwzględnienia wpływu błędów przypadkowych badania przeprowadzono w postaci serii pomiarowych, obejmujących po 15 pomiarów w danej serii. Algorytm wyznaczania dokładności przyrządu w oparciu o badania empiryczne pokazano na rysunku 13. Dla każdej serii pomiarowej obliczone zostały programowo, w odniesieniu do wyników pomiarowych z badanego przyrządu: wartość średnia $\overline{X}_B$ oraz odchylenie standardowe σ, a także wartość średnia wartości referencyjnych z woltomierza V563: $\overline{X}_R$. Wartości wyznaczonych wielkości umożliwiają określenie błędów systematycznych (Δ_{X_s}, δ_{X_s}), przypadkowych (Δ_{X_p}, δ_{X_p}) jak również całkowitej dokładności określonej błędem δ_X w odniesieniu do poszczególnych funkcji pomiarowych przyrządu.

Na podstawie wyników pomiarów zarejestrowanych w panelach czołowych (rys. 12) można zauważyć, że w trakcie wzorcowania, dla wszystkich serii pomiarowych, zarówno w odniesieniu do toru napięciowego, jak i prądowego, odnośne wartości, tj. obliczone na podstawie wielkości pośredniej wyznaczonej w procedurach badanego przyrządu oraz określone bezpośrednio z wartości próbek napięcia lub prądu, przesłanych do PC, są sobie równe. Prawidłowość ta potwierdza poprawność procedur obliczania analizowanych wartości odnośnych wielkości pośrednich dla badanego przyrządu.



Rys. 12. Przykładowy panel czołowy zawierający wyniki wzorcowania toru pomiarowego napięcia dla testowego napięcia sinusoidalnego

Dla przykładu, wyniki wzorcowania toru pomiarowego napięcia, z wykorzystaniem odkształconych sygnałów testowych, przedstawiono na rysunku 14. W tabelach, w lewej kolumnie rysunku, umieszczono wyniki zarejestrowane w panelach czołowych, uzyskane w trakcie wzorcowania (tab. I). Stosowane oznaczenia:

- $U_{śro}$, σ_o — odpowiednio, wartość średnia napiecia w serii odtworzonego z wielkości pośrednich, przesłanych do PC, i odchylenie standardowe w serii,
- $U_{śrw}$, σ_w — odpowiednio, wartość średnia napięcia w serii przesłanego z wyświetlacza FCDIS-10 i odchylenie standardowe w serii pomiarowej wartości indykowanych na wyświetlaczu,
- $U_{śrv}$, σ_v — odpowiednio, wartość średnia napięcia w serii z woltomierza wzorcowego V536 oraz odchylenie standardowe w serii wartości pomierzonych za pomocą V563.

W tej samej kolumnie na rysunku umieszczono również odchyłki Δ_{o-v} — wartości średnich w serii napięć odtworzonych z wartości pośrednich oraz odchyłki Δ_{w-v} — wartości indykowanych na wyświetlaczu badanego przyrządu w stosunku do wartości średnich w serii napięć przesłanych z woltomierza V563, a także względne wartości tych odchyłek, odpowiednio δ_{o-v} i δ_{w-v}, odniesione do bieżących wartości średnich w serii napięć z V563 (tabl. II):

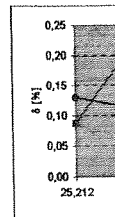
Rys. 13. A

tabl.I.

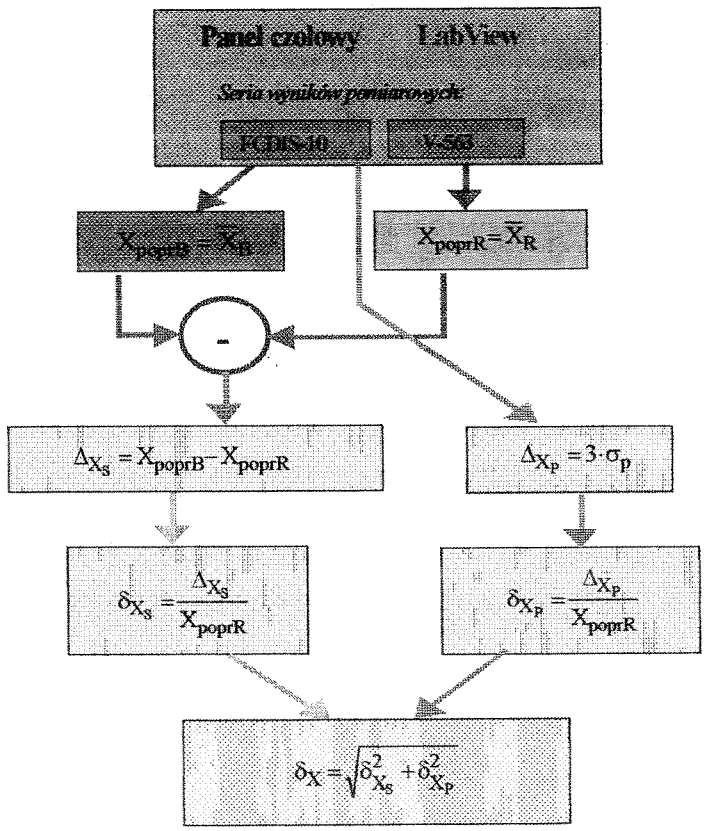
	napięci
$U_{śro}$[V]	25
σ_o[V]	0
	zawart
$U_{śrw}$[V]	2
σ_w[V]	
	V563
$U_{śrv}$[V]	25
σ_v[V]	0

tabl.II.

Δ_{o-v}[V]	0
Δ_{w-v}[V]	-0
U_{wv}[V]	25
δ_{o-v}[%]	
δ_{w-v}[%]	



Rys. 14.



Rys. 13. Algorytm wyznaczania dokładności pomiarowej w ramach badań doświadczalnych przyrządu

tabl.I.

napięcie odtworzone			[V]			
$U_{śro}$[V]	25,245	50,562	75,183	100,661	125,141	150,28
σ_o[V]	0,041	0,054	0,03	0,043	0,041	0,037
zawartość wyświetlacza			[V]			
$U_{śrw}$[V]	25,19	50,5	75,12	100,62	125,09	150,23
σ_w[V]	0,04	0,05	0,04	0,05	0,06	0,06
V563			[V]			
$U_{śrV}$[V]	25,212	50,618	75,207	100,731	125,143	150,502
σ_V[V]	0,004	0,005	0,01	0,007	0,013	0,014

tabl.II.

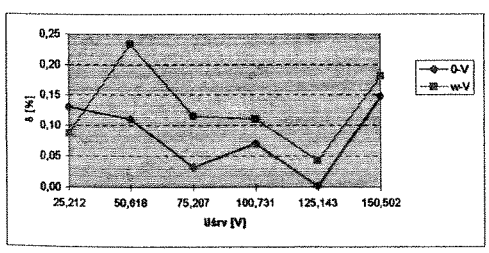
Δ_{o-V}[V]	0,033	-0,056	-0,024	-0,07	-0,002	-0,222
Δ_{w-V}[V]	-0,022	-0,118	-0,087	-0,111	-0,053	-0,272
$U_{śrV}$[V]	25,212	50,618	75,207	100,731	125,143	150,502
δ_{o-V} [%]	0,13	0,11	0,03	0,07	0,00	0,15
δ_{w-V} [%]	0,09	0,23	0,12	0,11	0,04	0,18

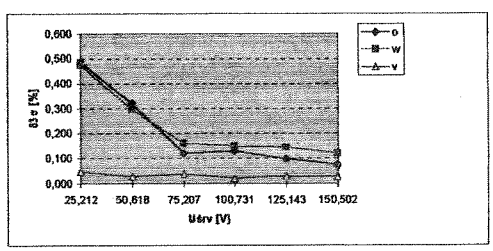
tabl.III.

σ_o[V]	0,041	0,054	0,03	0,043	0,041	0,037
σ_w[V]	0,04	0,05	0,04	0,05	0,06	0,06
σ_V[V]	0,004	0,005	0,01	0,007	0,013	0,014
$3\sigma_o$[V]	0,123	0,162	0,09	0,129	0,123	0,111
$3\sigma_w$[V]	0,12	0,15	0,12	0,15	0,18	0,18
$3\sigma_V$[V]	0,012	0,015	0,03	0,021	0,039	0,042

tabl.IV.

$U_{śrV}$[V]	25,212	50,618	75,207	100,731	125,143	150,502
$\delta_{3\sigma o}$[%]	0,488	0,320	0,120	0,128	0,098	0,074
$\delta_{3\sigma w}$[%]	0,476	0,296	0,160	0,149	0,144	0,120
$\delta_{3\sigma v}$[%]	0,048	0,030	0,040	0,021	0,031	0,028





Rys. 14. Analiza wyników wzorcowania toru pomiarowego napięcia dla odkształconego napięcia testowego

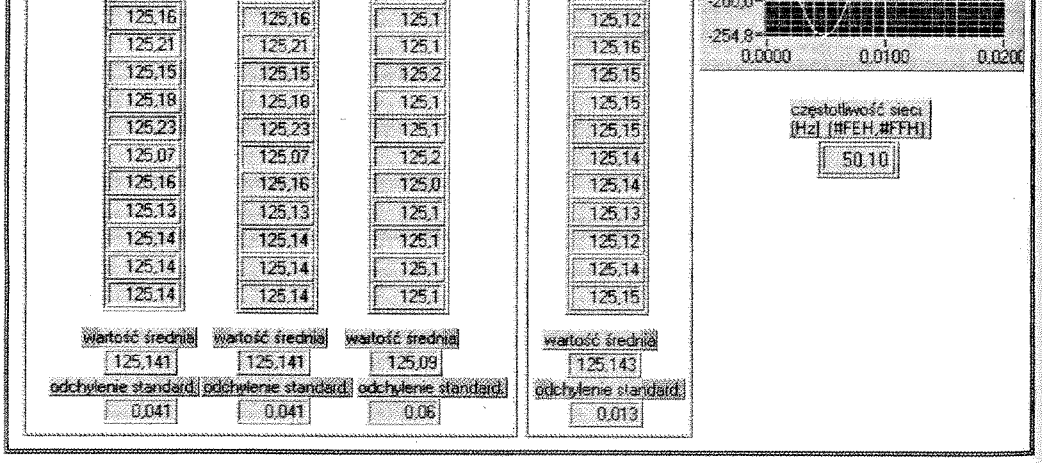
$$\delta_{o-v}=\frac{|\Delta_{o-v}|}{U_{śrv}} \qquad (36)$$

$$\delta_{w-v}=\frac{|\Delta_{w-v}|}{U_{śrv}}$$

Wyniki obliczeń przedstawiono na wykresie $\delta=f(U_{śrv})$ (rys. 14).

W prawej kolumnie przedstawiono obliczenia umożliwiające analizę wpływu błędów przypadkowych na wartości rozpatrywanych napięć, pomierzonych w serii. W tabeli zestawiono wartości odchyleń standardowych σ (tabl. III): σ_o, σ_w i σ_v; wartości te przeniesiono z lewej kolumny (tabl. I). Zakładając, że wyniki pomiarowe w serii obarczone są błędami przypadkowymi o rozkładzie normalnym oraz uwzględniając poziom ufności $\gamma=0{,}9973$, jako graniczne wartości bezwzględnych błędów przypadkowych dla poszczególnych serii przyjęto wartości równe potrojonej wartości odchyleń standardowych σ obliczonych dla każdej serii pomiarowej, odpowiednio: $3\sigma_o$, $3\sigma_w$ i $3\sigma_v$. W tabeli (tabl. IV) oraz na wykresie $\delta_{3\sigma}=f(U_{śrv})$ przedstawiono wyniki obliczeń wartości błędów przypadkowych odniesionych do bieżących wartości średnich w serii napięć przesłanych z woltomierza wzorcowego V563.

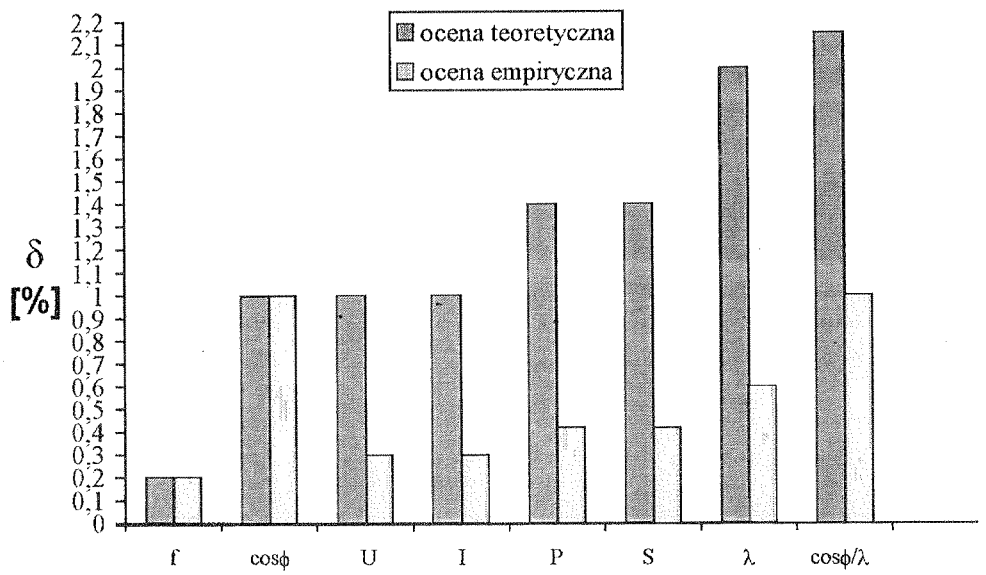
Przyjęcie wartości średnich w serii pomiarowej za wartości poprawne pozwala na niezależne oszacowanie błędów systematycznych i przypadkowych w różnych punktach charakterystyki statycznej, odpowiednio torów pomiarowych napięcia i prądu.



Rys. 15. Wybrane wyniki badań przyrządu dla funkcji pomiarowej „współczynnik $\cos\phi/\lambda$ w fazie L1", odpowiednio, dla obciążenia indukcyjnego, przy częstotliwości sygnałów testowych $f=45$ Hz

Wyniki badań przyrządu odnoszących się do realizacji pozostałych funkcji pomiarowych, w oparciu o wartości wielkości przesłanych z badanego przyrządu do PC również zgromadzono w protokołach pomiarowych. Przykładowe wyniki badań przyrządu, dla funkcji „pomiar współczynnika $\cos\phi/\lambda$", przedstawiono w panelu czołowym zamieszczonym na rysunku 15.

Porównanie dokładności pomiarowej przyrządu, dla odpowiedniej funkcji, oszacowanej teoretycznie i wyznaczonej doświadczalnie, przedstawiono na rysunku 16. Wyniki badań doświadczalnych dokładności pomiarowej wskazują na pewną nadmiarowość stosowaną w teoretycznym szacowaniu błędów pomiarowych, związaną z przyjęciem wartości granicznych poszczególnych błędów cząstkowych oraz z efektem częściowej kompensacji składowych błędów.



Rys. 16. Wyniki doświadczalnych badań dokładności dla funkcji pomiarowych realizowanych z wykorzytaniem rozpatrywanego przyrządu, zestawione z wynikami analizy teoretycznej

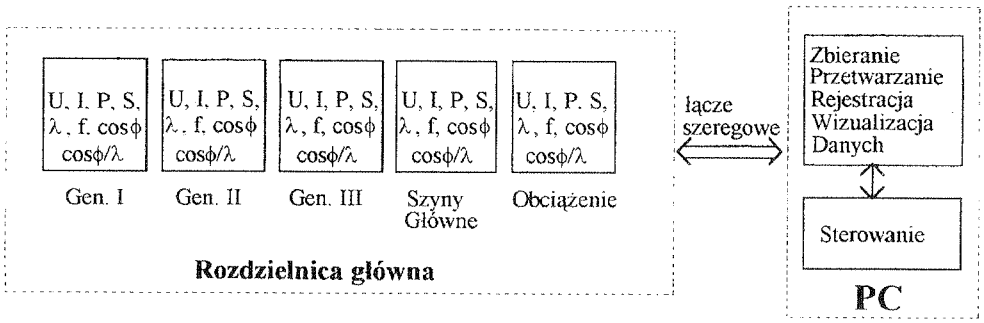
5. MOŻLIWOŚCI APLIKACJI NOWEGO MULTI-PRZETWORNIKA

Oprogramowanie narzędziowe [27], zaintalowane w PC, daje szereg możliwości wykorzystania wyników pomiarowych, często nieosiągalnych w układach multi-przetworników:

- odpowiednie opracowanie informacji z przetworników pomiarowych w przyrządzie wirtualnym pozwala na uzyskanie większej ilości informacji pomiarowych niż z udziałem indykatorów w przyrządach lokalnych,
- kontrolę poprawności funkcjonowania przetworników pomiarowych,
- możliwość rejestracji wartości określonych informacji pomiarowych, a także analizy trendów ich zmian.

5.1. PRZYRZĄDY WIRTUALNE W ELEKTROENERGETYCE OKRĘTOWEJ

Na rysunku 17 przedstawiono strukturę sprzętową wirtualnego przyrządu do pomiarów czasowych związków między sygnałami w okrętowym systemie elektroenergetycznym z wykorzystaniem opracowanych wielofunkcyjnych przyrządów pomiarowych.



Rys. 17. Struktura sprzętowa wirtualnego przyrządu do pomiaru parametrów elektrowni okrętowej

Na trójfazowe wejścia napięciowe i wejścia prądowe podano, odpowiednio, jednakowe sygnały testowe. Opracowane przyrządy funkcjonują jako multi-przetworniki pomiarowe w systemie wirtualnym oraz, równocześnie, jako wielofunkcyjne przyrzady lokalne. W panelu czołowym zaprezentowano różnorodność wirtualnych indykatorów, standardowo dostępnych w środowisku graficznym LabVIEW. Widok panelu czołowego przyrządu wirtualnego, zawierającego przykładowe wyniki pomiarowe, przesyłane z jednego tylko multi-przetwornika, przedstawiono na rysunku 18.

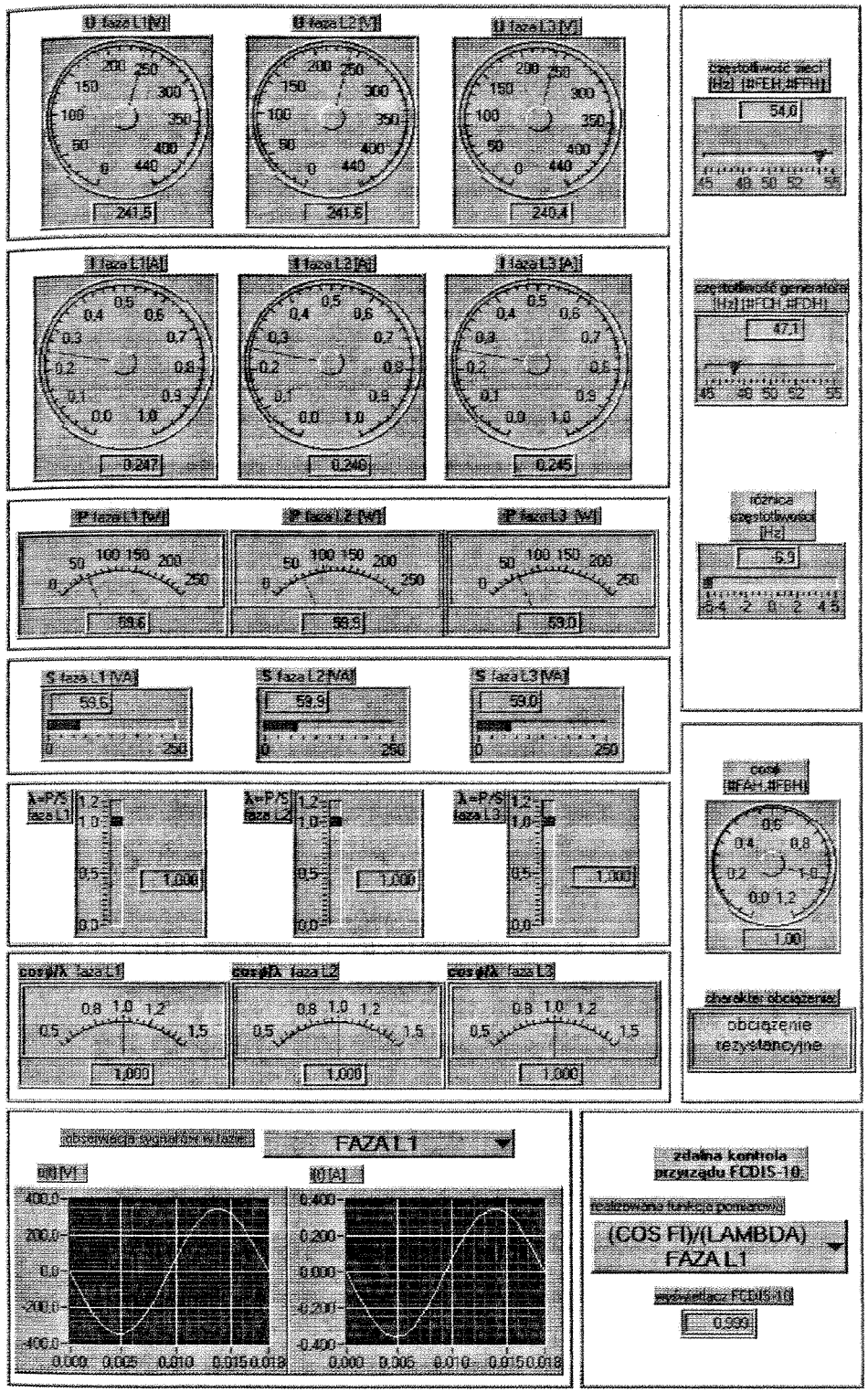
5.2. NOWE MOŻLIWOŚCI W EKSPLOATACJI PRZYRZĄDÓW

Dla efektywnej eksploatacji okrętowego systemu elektroenergetycznego istotną jest możliwość oceny obecności wyższych harmonicznych w analizowanych sygnałach sieciowych. Znany współczynnik THD [4, 26], wykorzystywany do takiej oceny, charakteryzuje jedynie wpływ wyższych harmonicznych na kształt rozpatrywanego sygnału, nie mówi nic o skutkach energetycznych spowodowanych odkształceniami.

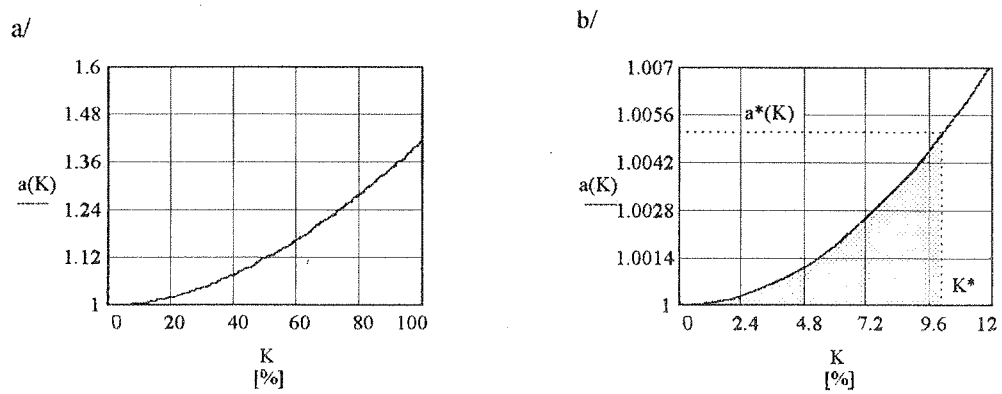
Do oceny energetycznej obecności wyższych harmonicznych można zastosować odpowiednie kryterium sformułowane na podstawie wartości mocy odkształcenia K (17) w analizowanych obwodach. Dla zobrazowania wpływu mocy odkształcenia K na wartość współczynnika $\cos\phi$, opisującego przebiegi sinusoidalne, można przeprowadzić analizę zależności:

$$\frac{\cos\phi}{\lambda}=\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}}\Big/\frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+K^2}}=\frac{\sqrt{P^2+Q^2+K^2}}{\sqrt{P^2+Q^2}}=\sqrt{1+\frac{K^2}{P^2+Q^2}} \tag{38}$$

Rys. 18. Przy



Rys. 18. Przykładowe wyniki pomiarowe gromadzone z udziałem panelu czołowego wirtualnego przyrządu do pomiaru parametrów okrętowego systemu elektroenergetycznego



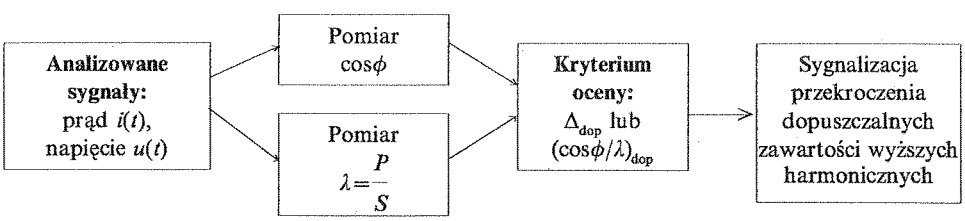
Rys. 19. Wpływ mocy odkształcenia K na relacje pomiędzy $\cos\phi$ oraz λ: a) w teoretycznym zakresie zmienności $K=0..100\%$ S, b) w proponowanym zakresie stosowalności przybliżenia $\cos\phi \cong \lambda$ dla potrzeb systemów okrętowych

Na rysunku 19 przedstawiono zmianę wartości ilorazu $a(K)=\dfrac{\cos\phi}{\lambda}$ w funkcji zmienności mocy odkształcenia K w teoretycznym zakresie 0..100% wartości $\sqrt{P^2+Q^2}$ (rys. 19.a) oraz w zawężonym przedziale dopuszczającym wymienność (ekwiwalentność) współczynników $\cos\phi$ i λ (rys. 19.b). Dla zakładanej, dopuszczalnej wartości mocy odkształcenia $K=K^*$, można określić odpowiadającą jej, dopuszczalną wartość $a^*(K)$, według przyjętych kryteriów.

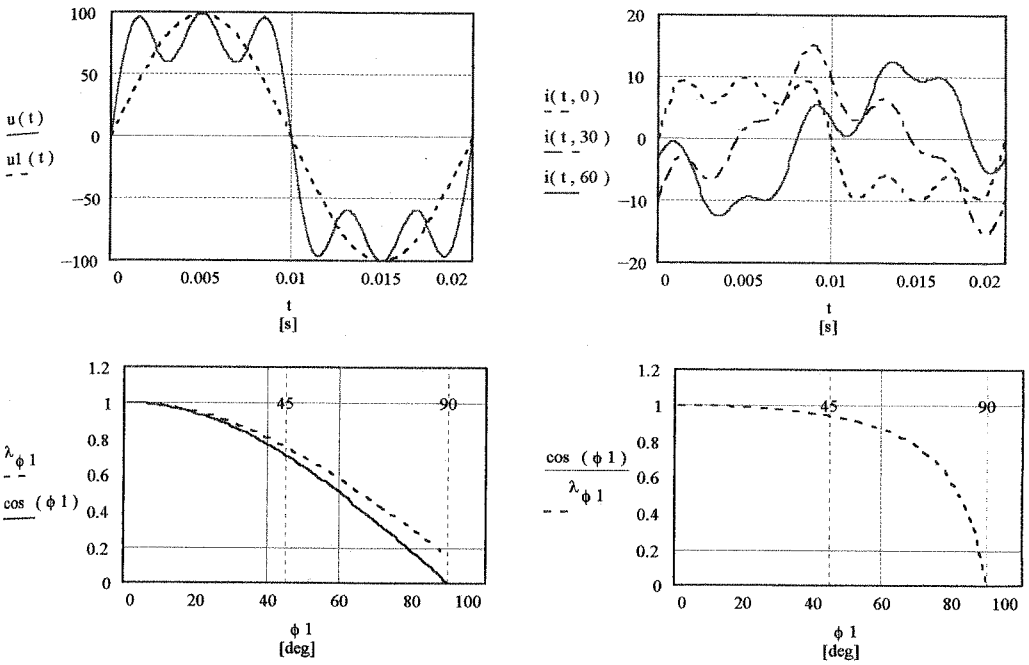
Przykładowo, dla wartości mocy odkształcenia $K^*=0{,}1S$ (10%), wartość $a^*(K)\cong 1{,}005$, a zatem względna różnica między wartościami współczynnika $\cos\phi$ i współczynnika mocy czynnej λ wynosi ok. 0,5%. Biorąc pod uwagę dokładność powszechnie stosowanej na statkach aparatury pomiarowej w rozdzielnicy głównej, wykorzystanie współczynnika $\cos\phi$ jako ekwiwalentu współczynnika mocy czynnej λ, dla przytoczonego zakresu zmienności mocy odkształcenia K, przy uproszczonych analizach jest uzasadnione.

Praktyczne zastosowanie takiego podejścia wymaga bieżącej kontroli wartości mocy odkształcenia K. Sposób pomiaru tej wielkości może być wzorowany na procedurze wyznaczania mocy asymetrii N_A, przedstawionej m.in. w publikacji [6].

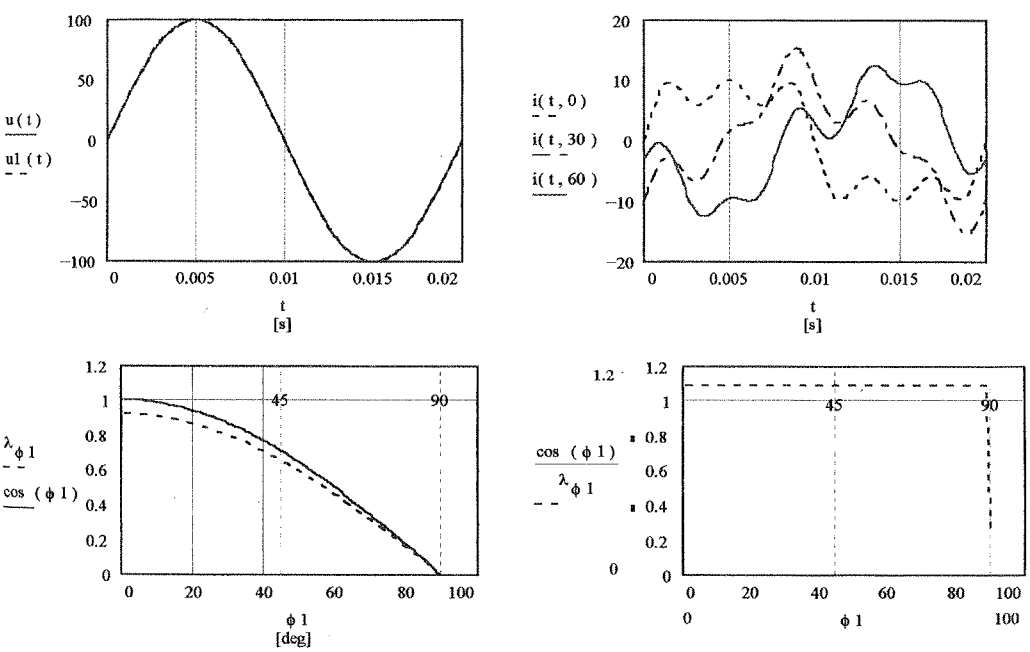
Rozwiązaniem alternatywnym do kontroli mocy odkształcenia K może być bezpośrednie porównanie pomierzonych wartości współczynnika $\cos\phi$ i współczyn-



Rys. 20. Procedura szybkiej, wstępnej oceny energetycznej obecności wyższych harmonicznych w analizowanych sygnałach



Rys. 21. Wyniki symulacji uzyskane dla odkształconych sygnałów napięcia $u(t)$ i prądu $i(t)$; przykładowe wartości współczynników: $a_3=0{,}3$, $a_5=0{,}2$, $a_7=0{,}1$, $b_3=0{,}3$, $b_5=0{,}2$, $b_7=0{,}1$, $\phi_1=\phi_3=\phi_5=\phi_7=0$



Rys. 22. Wyniki symulacji uzyskane dla odkształconego prądu $i(t)$; pryzkładowe wartości współczynników: $a_3=0$, $a_5=0$, $a_7=0$, $b_3=0{,}3$, $b_5=0{,}2$, $b_7=0{,}1$, $\phi_1=\phi_3=\phi_5=\phi_7=0$

nika mocy λ i wnioskowanie na tej podstawie o przekroczeniu dopuszczalnej zawartości harmonicznych w analizowanym przebiegu [12, 13, 18].

Przeprowdzona analiza i wstępne wyniki badań symulacyjnych potwierdzają możliwość wykorzystania opracowanego, nowego rozwiązania wielofunkcyjnego przyrządu pomiarowego do wstępnej oceny energetycznej obecności wyższych harmonicznych w sygnałach sieciowych w oparciu o funkcję pomiarową $\cos\phi/\lambda$ według procedury przedstawionej na rysunku 20.

Informacja o relacjach między współczynnikami $\cos\phi$ oraz λ może służyć wyodrębnieniu i wskazaniu obwodów, w których znajdują się urządzenia powodujące powstawanie odkształceń, a następnie identyfikacji obiektów powodujących powstawanie zniekształceń sygnałów w rozważanych sieciach. Przykładowe wyniki badań symulacyjnych metody wstępnej oceny obecności wyższych harmonicznych w sygnałach sieciowych przedstawiono na rysunkach 21 i 22.

Warunki symulacji: częstotliwość $f=50$ Hz, amplituda napięcia $U_m=100$ V, amplituda prądu $I_m=10$ A, analizowane przebiegi napięcia i prądu:

$$u(t)=U_m\cdot\sin(2\pi ft)+a_3\cdot U_m\cdot\sin(2\pi\cdot 3ft)+a_5\cdot U_m\cdot\sin(2\pi\cdot 5ft)+a_7\cdot U_m\cdot\sin(2\pi\cdot 7ft)$$

$$i(t)=I_m\cdot\sin(2\pi ft+\phi_1)+b_3\cdot I_m\cdot\sin(2\pi\cdot 3ft+\phi_3)+b_5\cdot I_m\cdot\sin(2\pi\cdot 5ft+\phi_5)+$$
$$+b_7\cdot I_m\cdot\sin(2\pi\cdot 7ft+\phi_7)$$

Wyniki przeprowadzonych badań wskazują, iż porównanie wartości współczynników $\cos\phi$ i λ może znaleźć zastosowanie dla wstępnej oceny stanu zakłóceń w systemie elektroenergetycznym w różnorodnych sytuacjach:

- w przypadku jednoczesnych odkształceń napięcia i prądu — zwłaszcza dla wyższych wartości kąta fazowego ϕ_1 (rys. 21),
- dla odkształceń jednego z sygnałów (napięcia lub prądu) — dla całego zakresu zmienności kąta ϕ_1; w warunkach statkowych często występują znaczne odkształcenia sygnału prądowego (rys. 22).

Z symulacji, których wyniki przedstawono m.in. w pracach [12, 18], wynika, że na relacje między wartościami współczynika $\cos\phi$ i mocy czynnej λ, obok wartości amplitud poszczególnych harmonicznych, wpływ mają również przesunięcia fazowe poszczególnych harmonicznych prądu i napięcia.

6. OCENA PRZYDATNOŚCI OPRACOWANYCH I WYKONANYCH PRZYRZĄDÓW DO ZASTOSOWAŃ OKRĘTOWYCH

W artykule przedstawiono opracowane i wykonane, w oparciu o mikroprocesory jednoukładowe z rodziny MCS-51, wielofunkcyjne przyrządy pomiarowe, będące alternatywą dla rozwiazań dotychczas stosowanych w elektroenergetyce okrętowej. Analiza teoretyczna dokładności pomiarowej i badania doświadczalne przyrządów oraz uzyskane parametry eksploatacyjne potwierdziły poprawność opracowanej konstrukcji, w tym trafność wyboru rodzaju mikroprocesorów, a także pozwoliły na pozytywną weryfikację zastosowanych metod i algorytmów pomiarowych.

Wyniki przeprowadzonych badań wskazują, że:

- dokonano właściwego rozdziału procesu pomiarowego na części realizowane układowo i programowo dla poszczególnych funkcji pomiarowych,
- możliwość komunikacji z systemami zewnętrznymi pozwala na kontrolę nad poprawnością funkcjonowania przyrządu,
- uzyskane parametry dokładnościowe dla poszczególnych funkcji pomiarowych spełniają wymogi zastosowań, pod kątem których przyrząd został zaprojektowany.

Analiza wynikow badań potwierdza słuszność założeń wstępnych odnoszących się zarówno do opracowanych algorytmów pomiarowych, jak i do konfiguracji konstruowanego przyrządu. Wyniki badań empirycznych potwierdzają poprawność przeprowadzonej „a priori" analizy teoretycznej dokładności pomiarów. Pozwala to na nakreślenie nowych kierunków związanych nie tylko z rozszerzeniem zakresu funkcji pomiarowych, ale również dalszą poprawę właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych rozważanej klasy przyrządów.

Warto dodać, iż w trakcie badań rozważono również zastosowanie jednego z dostępnych obecnie typów (np. ADSP-21061) procesorów sygnałowych. Przyjęcie takiego rozwiązania wiązałoby się ze znaczną rozbudową układową podstawowych członów funkcjonalnych przyrządu, a jego celowość mogłaby wynikać np. z poszerzenia zakresu zadań pomiarowych w kierunku badania jakości energii elektrycznej.

Analizę wrażliwości opracowanych rozwiązań na czynniki zakłócające oraz ich cech eksploatacyjnych na tle przyrządów dotychczas stosowanych przeprowadzono w oparciu o program badań środowiskowych, którego zakres został zaakceptowany przez Polski Rejestr Statków [12]. Program badań środowiskowych, oprócz podstawowych prób funkcjonalnych przyrządu, obejmował określenie jego odporności na odpowiednio zdefiniowane [24] zakłócenia, takie jak: zaniki i wahania energii zasilającej, czynniki klimatyczne (temperatura, wilgotność i mgła solna, o programowalnych parametrach), czynniki mechaniczne (wibracje i przechyły), a także zakłócenia przewodzone. Dla opracowanego przyrządu przeprowadzono również testy w zakresie wytrzymałości elektrycznej i wartości rezystancji izolacji, wyładowań elektryczności statycznej i promieniowania pola elektromagnetycznego.

Ocena cech eksploatacyjnych nowego przyrządu w świetle wyników przeprowadzonych badań jest w pełni pozytywna i wskazuje na jego wyższość nad rozwiązaniami dotychczas stosowanymi na statkach w zakresie:

- poszerzenia gamy mierzonych wielkości, m.in. o specyficzne, istotne wskaźniki charakteryzujące elektroenergetyczną sieć okrętową,
- możliwości komunikacji zaproponowanych rozwiązań z systemami centralnego monitoringu siłowni okrętowej,
- efektywnej, ergonomicznej wizualizacji wyników pomiarowych i możliwości dokonywania potrzebnych użytkownikowi analiz.

Właściwości eksploatacyjne, włączając w to gamę funkcji pomiarowych realizowanych za pomocą opracowanych przyrządów, w tym również niedostępne dotychczas przy wykorzystaniu standardowego instrumentarium pomiarowego w rozdziel-

nicach okrętowych, umożliwiają pozyskanie znacząco rozszerzonych informacji pomiarowych o parametrach systemu elektroenergetycznego, co może przyczynić się do podwyższenia efektywności i bezpieczeństwa eksploatacji elektrowni okrętowych.

Sondując tendencje i potrzeby, rysujące się w zakresie kontroli parametrów okrętowych sieci elektroenergetycznych oraz diagnostyki instrumentarium pomiarowego i automatyki zabezpieczeniowej układów elektroenergetycznych, należy oczekiwać wzrostu zainteresowania wielofunkcyjnymi mikroprocesorowymi przyrządami do pomiaru parametrów okrętowego systemu elektroenergetycznego, jak również narzędziami pomiarowymi do oceny jakości energii elektrycznej.

7. PODSUMOWANIE

Analiza stosowanych metod pomiarowych oraz właściwości metrologicznych i eksploatacyjnych przyrządów wykorzystywanych do pomiarów w elektroenergetyce lądowej i okrętowej, pozwoliła na sformułowanie założeń odnoszących się do ogólnej konfiguracji nowego wielofunkcyjnego przyrządu mikroprocesorowego, a także określenia jego właściwości metrologicznych, eksploatacyjnych i ergonomicznych. W przeprowadzonej analizie określono pożądane spektrum wielkości pomiarowych, opisujących podstawowe parametry okrętowego systemu elektroenergetycznego, a także uwzględniono możliwości zastosowania opracowanych multi-przetworników do realizacji przyrządów wirtualnych. Opracowana koncepcja nowego instrumentarium pomiarowego dla potrzeb okrętownictwa, z wyodrębnieniem części układowej i programowej, została praktycznie zrealizowana w oparciu o mikroprocesory jednoukładowe z rodziny MCS-51. Oryginalne algorytmy pomiarowe wybranych wielkości, a zwłaszcza dotyczące wyznaczania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi, dotychczas realizowane w ograniczonym zakresie w okrętowych sieciach elektroenergetycznych, zostały zweryfikowane w wykonanych prototypach opracowanych przyrządów. Przedstawiony w pracy algorytm wyznaczania współczynnika mocy czynnej λ_{3f} zawiera, zdaniem autorów, elementy nowości i ma istotne znaczenie praktyczne: jest on miarą zdolności obciążenia trójfazowego do odbioru energii elektrycznej w stosunku do wydolności energetycznej aktywnych źródeł energii elektrycznej zasilających szyny główne elektrowni okrętowej.

Przeprowadzona analiza teoretyczna umożliwiła ocenę wpływu czynników, powodujących powstawanie błędów pomiarowych w sferze układowej i programowej, na dokładność pomiarową opracowanego przyrządu.

Badania empiryczne właściwości metrologicznych wykonanego prototypu, z wykorzystaniem zintegrowanego środowiska graficznego LabVIEW, przeprowadzono na wirtualnym stanowisku pomiarowym, w oparciu o zaproponowaną nową metodykę badania mikroprocesorowych przyrządów pomiarowych. W ramach badań dokonano wzorcowania torów pomiarowych prototypu oraz przeprowadzono weryfikację poprawności realizacji funkcji pomiarowych. Na podstawie wyników badań eksperymentalnych, zweryfikowano dokładność pomiarową przyrządu dla sygnałów testowych sinusoidalnych i odkształconych.

Przeprowadzono symulacje komputerowe w programie MATHCAD oraz empiryczną weryfikację, w trakcie badań eksperymentalnych przyrządu, nowej metody wstępnej oceny energetycznej zawartości wyższych harmonicznych w sygnałach sieciowych. Implementacja metody, przeprowadzona w trakcie badań eksperymentalnych prototypu przyrządu, potwierdziła wstępnie jej przydatność dla zakładanych celów. Realizowane będą dalsze badania nad praktycznym wykorzystaniem opracowanej metody dla potrzeb diagnostyki okrętowego systemu elektroenergetycznego.

Opracowane i skonstruowane przyrządy poddano badaniom środowiskowym, których pozytywne wyniki potwierdzone zostały certyfikatem Polskiego Rejestru Statków. Pozytywnie wypadła również ocena własciwości metrologicznych i eksploatacyjnych wykonanego prototypu przyrządu, wdrożonego w testerze aparatury kontrolno-pomiarowej i elementów automatyki zabezpieczeniowej rozdzielnic okrętowych, wykonanym na potrzeby Przedsiębiorstwa Badawczo-Produkcyjnego „E-NAMOR", współpracującego z Wyższą Szkołą Morską w Gdyni.

Wyniki przeprowadzonych badań oraz sformułowane na ich podstawie wnioski uprawniają, zdaniem autorów, do dalszych prac nad wdrożeniem opracowanych i wykonanych przyrządów w okrętowych systemach elektroenergetycznych. Zdobyte doświadczenia będą również przydatne do opracowania analizatora jakości energii elektrycznej z zastosowaniem procesorów sygnałowych.

BIBLIOGRAFIA

1. J. Bolikowski i in.: *Podstawy projektowania inteligentnych przetworników wielkości elektrycznych.* Zielona Góra, Wydawnictwo WSI, 1993.
2. J. Bolikowski, L. Czarnecki, M. Miłek: *Pomiary wartości skutecznej i mocy w obwodach o przebiegach niesinusoidalnych.* Warszawa, PWN, 1990.
3. A. Chwaleba i in.: *Metrologia elektryczna.* Warszawa, WNT, 1979.
4. Z. Kuśmierek: *Pomiary mocy i energii w układach elektroenergetycznych,* Warszawa, WNT 1994.
5. Z. Kuśmierek: *Zastosowanie komputerowych technik pomiarowych do badania jakości energii elektrycznej.* JUEE, t. 1, z. 1, s. 47–53, 1995.
6. Z. Kuśmierek, M.J. Korczyński: *Instrumentation for measuring the asymmetrical power in 3-phase net.* IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 816–819, St. Paul, Minnesota, USA, 1998.
7. A. Marcyniuk i in.: *Podstawy metrologii elektrycznej,* Warszawa, WNT, 1984.
8. R. Maśnicki: *Mikroprocesorowy miernik częstotliwości napięcia w sieci energetycznej.* KKM'89, s. 121–126, Wrocław, 1989.
9. R. Maśnicki: *Mikroprocesorowy przyrząd do wyznaczania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi i jego zastosowanie w elektroenergetycznych sieciach okrętowych,* XXIX MKM, s. 373–380, Lublin, 1997.
10. R. Maśnicki: *Pomiar skutecznych wartości napięcia i prądu w elektroenergetycznej sieci okrętowej.* XXVIII MKM, s. 59–64, Częstochowa, 1996.
11. R. Maśnicki: *Pomiar współczynnika mocy w elektroenergetycznej sieci okrętowej.* XXVII MKM, t. 2, s. 242–247, Zielona Góra, 1995.
12. R. Maśnicki: *Zastosowanie techniki mikroprocesorowej do wyznaczania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w elektroenergetycznych sieciach okrętowych.* Rozprawa doktorska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, Politechnika Gdańska, 1999.
13. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Metoda oceny odkształcania sygnałów elektrycznych.* Zgłoszenie patentowe P323420, 1997.

14. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Miernik czasowych związków między sygnałami elektrycznymi.* Zgłoszenie patentowe P314275, 1996.
15. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Multifunctional intelligent meter of time-dependent quantities in ship power engineering system.* Proceedings of the IMEKO TC-4 Symposium, pp. 305–309, Prague, 1995.
16. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Od przetworników elektromechanicznych do przyrządów wirtualnych w pomiarach czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w elektroenergetycznej sieci okrętowej.* Zeszyty Naukowe WSM nr 31, s. 40–61, Gdynia, 1997.
17. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Optoelektroniczny układ indykacji.* Zgłoszenie patentowe P315276, 1996.
18. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *The estimation of power factor measurement in ship networks.* IMEKO WORLD CONGRESS, t. IVB, pp. 13–18, Tempere, 1997.
19. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Układ do pomiaru współczynnika mocy λ i współczynnika cosϕ.* Zgłoszenie patentowe P323421, 1997.
20. R. Maśnicki, J. Mindykowski: *Virtual instrumentaion for voltage, current and power measurements in ship's power engineering system.* Proceedings of the IMEKO TC-4 Symposium New Measurement and Calibration Methods of Electrical Quantities and Instruments, pp. 278–281, Budapest, 1996.
21. J. Mindykowski, R. Maśnicki: *Inteligentny miernik częstotliwości i współczynnika mocy w elektroenergetycznej sieci okrętowej.* VIII KKM, t. II, s. 65–70, Warszawa, 1995.
22. J. Mindykowski, R. Maśnicki: *Microprocessor instrument for measurement of time dependencies between electrical signals and its application in ship power engineering system.* Proceedings of the IMECE'97 Conference, pp. 102–106, Shanghai, 1997.
23. J. Mindykowski, R. Maśnicki: *New approach to active electrical quantity measurements in ship power engineering system.* Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, pp. 132–136, Brussels, 1996.
24. Polski Rejestr Statków: *Przepisy klasyfikacji i budowy statków.* Gdańsk, Część XI i XV, 1990.
25. P.H. Sydenham: *Handbook of measurement science.* Wiley and sons, 1982 and 1983.
26. J. Weiler: *Nonsinusoidal conditions and power quality: Is there a common denominator?* IMEKO TC-4 ISDDMI'98, pp. 47–53, Naples, 1998.
27. W. Winiecki: *Organizacja komputerowych systemów pomiarowych.* Warszawa, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 1997.
28. S. Wyszkowski: *Elektrotechnika Okrętowa.* Gdańsk, Wydawnictwo Morskie, 1991.

R. MAŚNICKI, J. MINDYKOWSKI

THE APPLYING OF MICROPROCESSOR TECHNOLOGY FOR MEASUREMENT OF TIME DEPENDENCIES BETWEEN ELECTRICAL SIGNALS IN SHIP POWER ENGINEERING SYSTEM

Summary

In this paper the selected problems concerning designing and constructing and also theoretical analysis and experimental verification of specialized instrumentation for measurement of electrical quantities characterizing ship power engineering system, especially for designation of time dependencies between electrical signals in ship network were presented. The proposed instrumentation is the alternative in relation to hitherto applied solutions in ship building, and the substance of engineering is based on usage of microprocessor technology, alike in designing and constructing phase as on experimental research level of developed instruments. The state of knowledge in sphere of measurement of electrical quantities characterizing ship network was presented in this article. The notice was given on fact, that standard measurement instrumentation does not warrant of the possibility of proper estimation of electrical energy quality in ship power engineering system, essentially lowering the safety and economical efficiency of new

construction of instruments and measurement systems, ensuring not only satisfied measurement accuracy but also the registration and analysis of strained signals, simultaneously fulfilling requirements of classification societies. The accomplishment of foregoing postulates was attained by means of compliance of microprocessor technology and allowance of limitations and also ship condition specificity. The designed instruments for measurement of time dependencies between electrical signals in ship power engineering system, especially multi-functional measurement converters, programmable, having high resistance for disturbances, enable to acquire of expanded information about measured quantities and have more advantageous metrological and exploitational properties.

Key words: exploitational metrology, ship electrical power system, microprocessor instruments, virtual instrumentation.

odpow

Pr
stereow
znajdo
punkty
wpływ
na małe
że jedy

Słowa

Technik
z dwóch ró
rzędne prze
jest wykor
nawigacji l

W najp
łe. Rozpatr
na obrazac
wzdłuż osi
obydwu ob
współrzędn
danego pu
obrazie leż
kiedy osie
linie epipol

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 353–392

Filtracja a dokładność znajdowania odpowiadających punktów na obrazach stereowizyjnych

JERZY SIUZDAK, TOMASZ CZARNECKI

Instytut Telekomunikacji, Politechnika Warszawska

Otrzymano 1999.07.22
Autoryzowano 1999.12.16

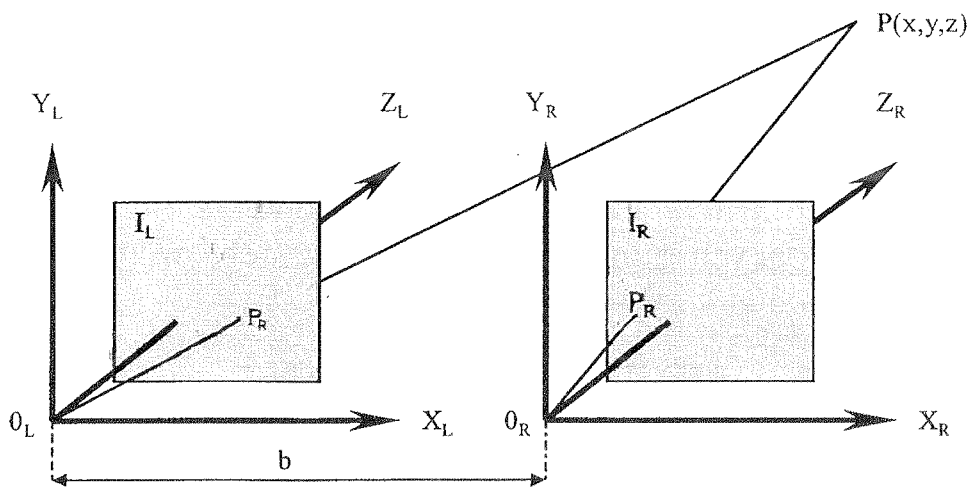
Praca dotyczy dokładności znajdowania odpowiadających sobie punktów na obrazach stereowizyjnych kolorowych i monochromatycznych. W tym celu użyta jest metoda znajdowania maksimum funkcji kowariancji odpowiednich obszarów zawierających badane punkty. Analizowany jest wpływ zakłóceń szumowych obrazu na błędy dopasowania oraz wpływ różnego rodzaju filtracji skalarnej i wektorowej na te błędy. Uzyskane wyniki wskazują na małe różnice dokładności uzyskiwane dla obrazów kolorowych i czarno-białych oraz na to, że jedynie dwa z kilkunastu analizowanych filtrów efektywnie zwiększają tę dokładność.

Słowa kluczowe: filtracja medianowa, filtracja wektorowa, przetwarzanie obrazów, sterowizja, uwypuklenie szczegółów

1. WSTĘP

Technika sterowizji polega na analizie obrazów tego samego obiektu uzyskanych z dwóch różnych kamer. Wykorzystując triangulację pozwala ona obliczyć współrzędne przestrzenne, w tym głębokość lub wysokość punktów na obrazie. Sterowizja jest wykorzystywana między innymi w automatycznej kartografii (fotogrametria), nawigacji lotniczej, robotyce, automatyce przemysłowej itd.

W najprostszym do analizy przypadku osie obydwu kamer są do siebie równoległe. Rozpatrzmy pozycję odwzorowania punktu obiektu P o współrzędnych $P(x, y, z)$ na obrazach z dwóch kamer, co pokazano na rys. 1. Jeśli kamery są umieszczone wzdłuż osi x, a skierowane wzdłuż osi z, to wówczas odwzorowania punktu P na obydwu obrazach lewym i prawym $P_L(x_L, y_L)$ i $P_R(x_R, y_R)$ mogą się różnić jedynie współrzędną (poziomą) x, zaś $y_L = y_R$. Z geometrii odwzorowania wynika, że dla danego punktu P_L na lewym obrazie, odpowiadający mu punkt P_R na prawym obrazie leży na pewnej krzywej zwanej linią epipolarną. W analizowanym przypadku, kiedy osie obydwu kamer sa do siebie równoległe a kamery są oddalone w poziomie, linie epipolarne są prostymi poziomymi. W przypadku, kiedy osie kamer nie są do



Rys. 1. Geometria pary obrazów przy osiach równoległych

siebie równoległe kształt linii epipolarnych jest bardziej skomplikowany i trudniejszy do obliczenia. Jeśli przez c oznaczymy różnicę współrzędnych x na obrazach: $c=x_L-x_R$, to przy równoległości osi kamer możemy łatwo obliczyć współrzędne przestrzenne (x, y, z) rozpatrywanego punktu P [1]:

$$x=\frac{bx_L}{c}, \qquad y=\frac{by_L}{c}, \qquad z=\frac{bf}{c} \tag{1}$$

Tutaj b jest odległością między kamerami, zaś f — efektywną ogniskową kamery. Proces obliczania współrzędnych przestrzennych przy danej parze obrazów stereowizyjnych składa się z trzech etapów:

— wstępnej obróbki obrazów,
— znajdowanie na obrazach punktów odpowiadających danemu punktowi obiektu (dopasowywanie punktów na obrazach stereo - rozwiązywanie problemu odpowiedniości),
— obliczenie współrzędnych przestrzennych (wysokości, głębokości).

Niniejsza praca ma na celu zbadanie możliwości wstępnej obróbki pary obrazów stereowizyjnych, mającej na celu zwiększenie dokładności dopasowania punktów na obrazie. Chodzi tu w szczególności o:

— porównanie dokładności znajdowania odpowiedniości punktów obrazów czarno-białych i kolorowych,
— określenie wpływu szumów na tę dokładność,
— określenie najlepszych typów filtrów skalarnych i wektorowych redukujących wpływ szumów.

Przy znajdowaniu punktów odpowiadających sobie na dwóch obrazach można wyróżnić dopasowywanie bazujące na elementach powierzchniowych (ang. area-based matching) oraz dopasowywanie bazujące na cechach (rysach) charak-

terystycznych obrazu (ang. feature-based matching). W niniejszej pracy użyto metod powierzchniowych wykorzystujących korelację (kowariancję) skrośną między pewnym otoczeniem danego punktu na jednym obrazie, a odpowiednim otoczeniem na drugim obrazie, przy czym poszukiwania maksimum funkcji kowariancji skrośnej ograniczają się do linii epipolarnych.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Dla wypełnienia celów postawionych we wstępie generowane są pary obrazów stereowizyjnych bazujące na rzeczywistych zdjęciach satelitarnych. Następnie obrazy te są zaszumiane szumami pseudoprzypadkowymi. W dalszym etapie obrazy są filtrowane przez filtry o typach opisanych w części 2.3. Później punkty z wyróżnionej siatki są dopasowywane na obydwu obrazach metodą korelacyjną i wreszcie bazując na znanym przesunięciu (określonym przy generacji obrazu), znajdowana jest średnia dokładność dopasowywania. W dalszej części tego paragrafu omówimy dokładniej wszystkie etapy tego procesu.

2.1. GENERACJA OBRAZÓW STEREO

Dla celów weryfikacji jakości działania różnego rodzaju filtrów zachodziła konieczność generacji pary obrazów stereo. Pierwszy obraz z pary był rzeczywistym obrazem satelitarnym pewnego obszaru powierzchni Ziemi. Drugi obraz był generowany w sposób sztuczny następującą metodą. W pierwszym rzędzie generowano przesunięcie $z(x, y)$ między punktami obrazów, zgodnie z zależnością

$$z(x, y) = N \sin k_1 x \sin k_2 y \tag{2}$$

gdzie N — amplituda przesunięcia, k_1, k_2 — parametry określające częstość przestrzenną przesunięcia, zaś x, y są współrzędnymi piksli na drugim (tzn. generowanym) obrazie. Przesunięcie to zachodziło wzdłuż tylko jednej współrzędnej, zaś druga współrzędna była określona linią epipolarną, w tym wypadku prostą. Inaczej mówiąc, punkty były przesuwane wzdłuż osi x, zaś współrzędna y została zachowana ze względu na ograniczenie epipolarne. Wartości wektora kolorów dane są zależnością

$$RGB'(x, y) = [R'(x, y), G'(x, y), B'(x, y)] \tag{3}$$

Dla danego piksla o współrzędnych (x, y) wartość wektora kolorów na obrazie przesuniętym byla wyznaczana interpolacyjnie za pomocą wzoru

$$RGB'(x, y) = (1 - \Delta) \cdot RGB(x + E(z), y) + \Delta \cdot RGB(x + E(z) + 1, y) \tag{4}$$

gdzie $E(z)$ jest częścią całkowitą liczby z (częścią całkowitą przesunięcia w pikslach), wielkość D wyraża się zależnością $D = z - E(z)$, zaś RGB są wektorami kolorów odpowiednich punktów na obrazie pierwotnym. Na rys. 2a, b podano przykładową parę uzyskanych w ten sposób kolorowych obrazów stereo (dla $N = 7$, $k_1 = k_2 = 10/512$).

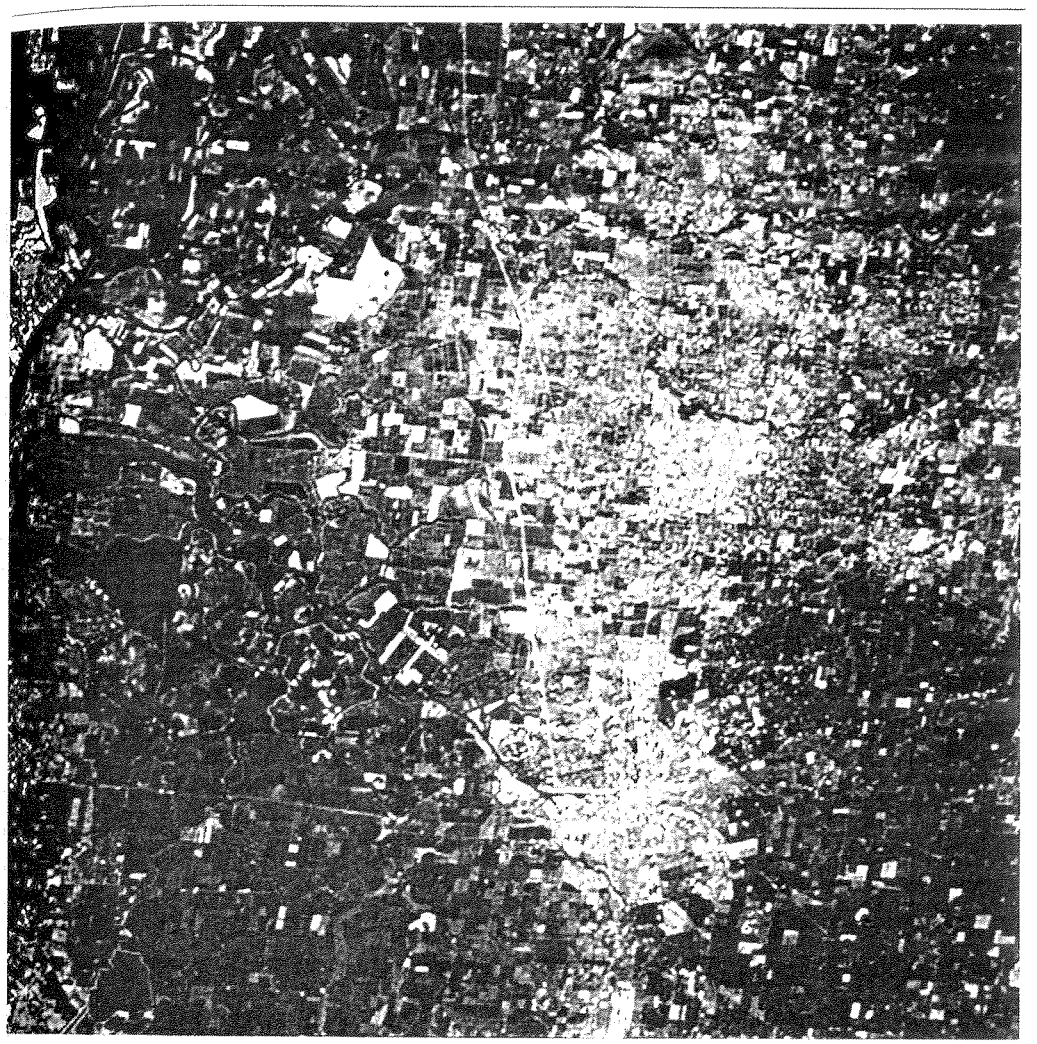
Rys. 2. Obrazy stereo: a) obraz oryginalny kolorowy (Saint Louis), b) obraz kolorowy wygenerowany, c) obraz zaszumiony szumem białym, d) obraz zaszumiony szumem impulsowym

Dla porównania dokładności uzyskiwanej dla obrazów kolorowych z dokładnością uzyskiwaną dla obrazów czarno-białych, w pracy generowano również pary obrazów monochromatycznych o luminacjach wyrażonych przez wzór

$$lum(x, y) = 0.299R(x, y) + 0.587G(x, y) + 0.114B(x, y) \tag{5}$$

2.2. GENERACJA SZUMÓW

Dla zbadania jakości działania różnych typów filtrów zachodziła konieczność generacji zakłoceń szumowych. Generowano dwa typy zakłóceń addytywnych: szum impulsowy oraz szum biały gaussowski i o rozkładzie równomiernym. Szum impul-

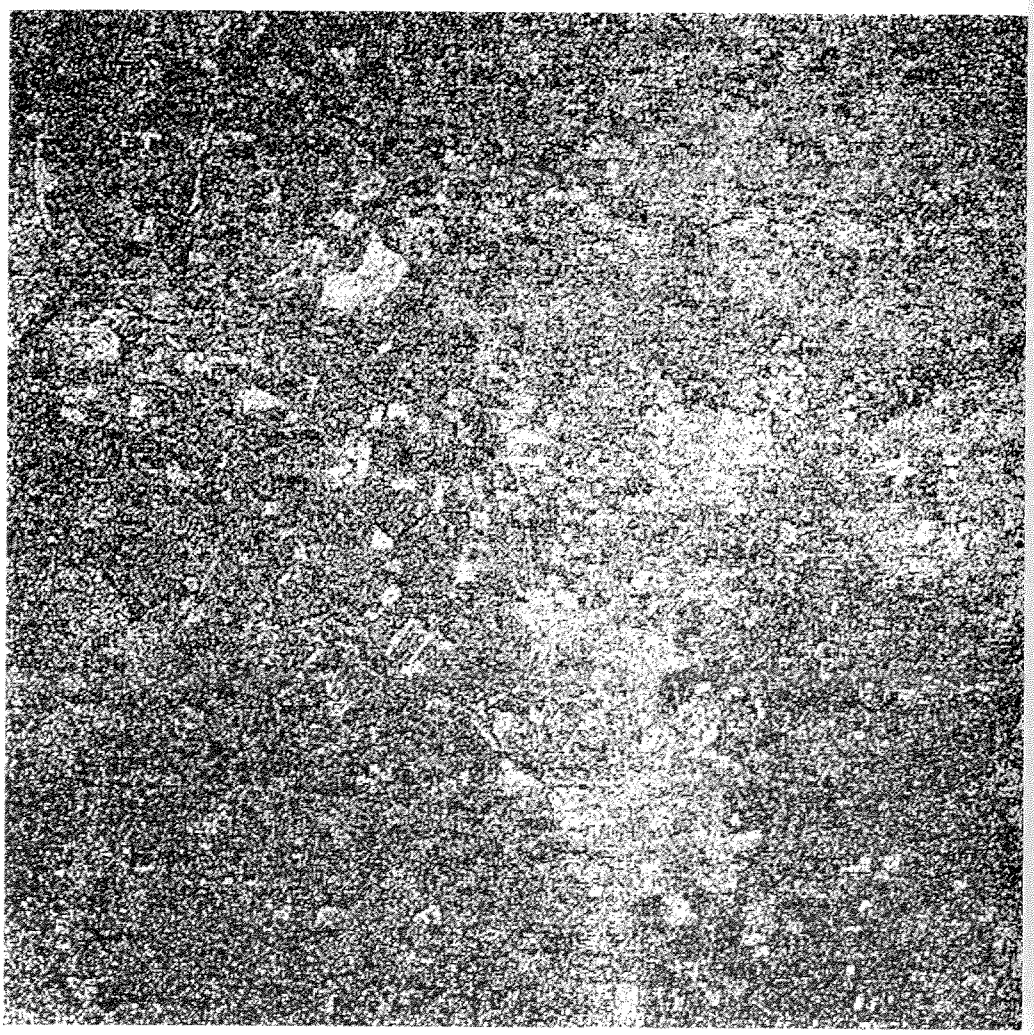


Rys. 2a

sowy modelował stosunkowo rzadkie zakłocenia o dużych amplitudach. Prawdopodobieństwo wystąpienia tego szumu w pozycji danego piksla wynosiło r ($r \ll 1$). Dany piksel zostawał zaszumiony, jeśli liczba z generatora pseudolosowego o rozkładzie równomiernym w przedziale (0, 1) była mniejsza od r. W przeciwnym przypadku wartości wektora RGB pozostawały nie zmienione. Zmiana wartości wektora kolorów (obraz kolorowy) i wartości luminacji (obraz czarno-biały) w danym punkcie zachodziła zgodnie z wzorami

$$RGB'(x,y) = \left[R(x,y) + \delta \cdot rand_1, G(x,y) + \delta \cdot rand_2, B(x,y) + \delta \cdot rand_3\right],$$
$$lum'(x,y) = lum(x,y) + \delta \cdot rand_0 \qquad (6)$$

Tutaj wartość δ określa moc szumu, zaś $rand_i$ ($i = 0, 1, 2, 3$) są liczbami z generatora liczb pseudolosowych o zerowej średniej.



Rys. 2b.

W przypadku szumu białego zaszumienie było generowane kolejno dla każdego piksla w podobny sposób jak to określono dla szumu impulsowego wzorem (6), z tym że wielkość δ określająca moc szumu była w tym przypadku generalnie mniejsza.

W przypadku przekroczenia dynamiki kolorów lub luminacji (przekroczenie zakresu 0...255) przyjmowana była wartość 0 dla wielkości ujemnych oraz 255 dla wielkości przekraczających tę wartość. Zabezpieczano się w ten sposób przed powstaniem fałszywych kolorów (luminancji) związanych z tzw. przekręceniem licznika. W każdym przypadku zaszumiana była para obrazów i szum na obydwu miał jednakowe parametry, ale jego realizacje na obydwu obrazach były niezależne (różne). Obrazy czarno-białe zaszumione omówionymi typami szumów pokazano na rys. 2 c, d.

Rys. 2c.

2.3. FILTRACJA

W przypadku przetwarzania obrazów trudno jest podać optymalne metody filtracji, gdyż nie można traktować zawartości treściowej obrazów jako ergodycznego pola stochastycznego. Stąd zachodziła konieczność zbadania wielu typów filtrów, przy czym rozpatrywano głównie te filtry, które umożliwiają filtrację szumów przy jednoczesnym zachowaniu szczegółów obrazu (krawędzie). Część filtrów luminacji (do obrazów czarno-białych) została wzięta z pracy [2], jednakże zostały one uogólnione przez autorów również na przypadek wektorowy (obrazy kolorowe). Zbadano również wiele nowszych filtrów, w tym filtr zaprojektowany przez autorów. Poniżej znajdują się opisy poszczególnych filtrów. Przy nazwie każdego filtru znajduje sie skrót, którym będzie on oznaczany w tablicach i na rysunkach.

2.3.1. FILTRY LINIOWE (FL)

Filtry liniowe są najprostszymi filtrami możliwymi do zastosowania. Filtracja polega na uśrednianiu wektorów (obraz kolorowy) lub luminacji (obraz czarno-biały) w określonym oknie wokół danego piksla, zgodnie z zależnościami

$$RGB'(x,y)=\frac{1}{(2k+1)(2k+1)}\sum_{m=x-k}^{x+k}\sum_{j=y-k}^{y+k}RGB(m,j)$$
$$lum'(x,y)=\frac{1}{(2k+1)(2k+1)}\sum_{m=x-k}^{x+k}\sum_{j=y-k}^{y+k}lum(m,j) \tag{7}$$

Tutaj $(2k+1)(2k+1)$ to wymiary okna, zaś typowe wartości to 3×3 lub 5×5. Istnieją również filtry liniowe o zmiennych współczynnikach, ale mają one podobne, nienajlepsze własności (rozmycie obrazu, krawędzie nie są zachowane).

2.3.2. FILTRY MEDIANOWE (FM)

Wektorowa filtracja medianowa jest to pewna, opisana dalej operacja nieliniowa, mająca cenne własności, których są pozbawione filtry liniowe, a mianowicie:
— nie prowadzi do powstania nowych kolorów na obrazie,
— zachowuje krawędzie,
— doskonale nadaje się do tłumienia szumów impulsowych,
— dobrze nadaje się do filtracji szumów o nieznanych własnościach statystycznych.
Jeśli danych jest N wektorów trójwymiarowych, które oznaczymy przez RGB_1, RGB_2,...RGB_N położonych wewnątrz okna o wymiarach $k\times k=N$ ($k=3$ lub 5), to sygnał wyjściowy z wektorowego filtru medianowego RGB_{wy} jest zdefiniowany przez następujące zależności:

$$RGB_{wy}\in\{RGB_1, RGB_2...RGB_N\}$$
$$\sum_{i=1}^{N}\|RGB_{wy}-RGB_i\|_L\leqslant\sum_{i=1}^{N}\|RGB_j-RGB_i\|_L \qquad j=1,2,...,N \tag{8}$$

Tutaj przez $\|\ \|_L$ oznaczono długość różnicy wektorów w metryce L. Innymi słowy, jako wyjście wektorowego filtru medianowego wybiera się ten z wektorów wejściowych, dla którego suma odległości od pozostałych wektorów z okna filtracyjnego jest najmniejsza. Wybór metryki L w dużym stopniu decyduje o własnościach filtru. Poniżej omówimy najważniejsze stosowane metryki.
1. W przypadku, kiedy norma różnicy wektorów jest definiowana jako suma wartości bezwzględnych różnic współrzędnych wektorów kolorów, (metryka L_1):

$$D_1(RGB_i, RGB_j)=\|RGB_i-RGB_j\|=|R_i-R_j|+|G_i-G_j|+|B_i-B_j| \tag{9}$$

wejście wektorowego filtru medianowego jest estymatą największej wiarygodności dla sygnału zakłóconego szumem o gęstości wyrażonej przez dwustronny rozkład wykładniczy [3].

2. Najbardziej oczywistą możliwością jest zastosowanie metryki euklidesowej, w postaci (metryka L_2):

$$D_2(RGB_i, RGB_j) = \| RGB_i - RGB_j \| = \sqrt{(R_i - R_j)^2 + (G_i - G_j)^2 + (B_i - B_j)^2} \quad (10)$$

Jej wadą jest stosunkowo mała szybkość obliczeń.

3. Jako miarę odległości między wektorami można również przyjąć wielkość kąta jaki ze sobą tworzą [4]. Wówczas:

$$D_3(RGB_i, RGB_j) = \alpha(RGB_i, RGB_j) = \| RGB_i - RGB_j \| = \arccos\left(\frac{R_iR_j + G_iG_j + B_iB_j}{\sqrt{R_i^2 + G_i^2 + B_i^2}\,\sqrt{R_j^2 + G_j^2 + B_j^2}}\right)0. \quad (11)$$

Otrzymany filtr nosi nazwę wektorowego filtru kierunkowego (ang. vector directional filter). Jest to mediana rozkładu na sferze. Jego wadą jest to, że nie uwzględnia długości wektorów.

4. Inną miara odległości jest tzw. zawartość treściowa [5]. Zdefiniowana według tej miary odległość między dwoma wektorami wyraża się wzorem

$$D_4(RGB_i, RGB_j) = \| RGB_i - RGB_j \| = \frac{\sqrt{|\,RGB_i^2\,| + |\,RGB_j^2\,| - 2\,|\,RGB_i\,| \cdot |\,RGB_j\,| \cos\alpha}}{\sqrt{|\,RGB_i^2\,| + |\,RGB_j^2\,| + 2\,|\,RGB_i\,| \cdot |\,RGB_j\,| \cos\alpha}}. \quad (12)$$

Tutaj $|\,.\,|$ oznacza długość wektora, zaś a jest kątem między wektorami.

W przypadku obrazu czarno-białego operacja filtracji medianowej jest znacznie uproszczona. Polega ona na uporządkowaniu jaskrawości piksli z okna obserwacyjnego (najczęściej o wymiarach 3×3 lub 5×5) od najmniejszej do największej. Jako wyjście filtru przyjmuje się środkową wartość jaskrawości (5-tą dla okna 3×3, a 13-tą dla okna 5×5).

2.3.3. FILTRY WEKTOROWE WYKORZYSTUJĄCE STATYSTYKI PORZĄDKOWE (FW)

Rozszerzeniem pojęcia filtracji medianowej są filtry wykorzystujące statystyki porządkowe. W filtrach tych wykorzystuje się, wprowadzone poprzednio pojęcie odległości $D_k(RGB_i, RGB_j)$ między dwoma wektorami (RGB_i, RGB_j), przy czym odległość ta może być definiowana na różny sposób (wzory (9)–(12)); indeks k określa typ definicji). Następnie dla każdego wektora RGB_i z przetwarzanego okna, definiuje się wielkość skalarną

$$d_i = \sum_{j=1}^{N} D_k(RGB_i, RGB_j) \quad (13)$$

będąca sumą odległości danego wektora RGB_i od wszystkich pozostałych wektorów z przetwarzanego okna. Uporządkowanie tych odległości w ciąg nierosnący

$$d_{(1)} \leqslant d_{(2)} \leqslant \ldots \leqslant d_{(N)} \tag{14}$$

pociąga za sobą podobne uporządkowania odpowiadających wektorów:

$$RGB_{(1)} \leqslant RGB_{(2)} \leqslant \ldots \leqslant RGB_{(N)} \tag{15}$$

Sygnał wektorowy na wyjściu takiego filtru jest określany jako

$$RGB_{wy} = \frac{\sum_{i=1}^{N} w_j RGB_{(j)}}{\sum_{i=1}^{N} w_j} \tag{16}$$

Tutaj w_j jest pewną skalarną funkcją wagową, która może być ustalona a priori lub może być określana dynamicznie w zależności od wartości d_i. W tym pierwszym przypadku, jeśli $w_1 = 1$, zaś pozostałe wagi są zerowe, metoda redukuje się do filtracji medianowej. Warto zauważyć, że w ogólnym przypadku wektor na wyjściu filtru jest różny od wektorów wejściowych. Filtry oparte na statystykach porządkowych mogą być wykorzystane nie tylko do filtracji szumów, ale również do innych celów, takich jak filtracja górnopasmowa (np. poprzez wybór jednej, niezerowej wagi w $w_N = 1$).

W przypadku wag określanych dynamicznie najważniejszym problemem, oprócz oczywiście wyboru same miary odległości, jest wybór zależności wag od d_i. Prosta możliwość takiego przyporządkowania została podana w pracy [4] i jest również wykorzystywana tutaj

$$w_j = \frac{d_{(N)} - d_{(j)}}{d_{(N)} - d_{(1)}} \tag{17}$$

Tutaj $d_{(N)}$ jest maksymalną wartością sumy odległości w oknie filtracyjnym przy wybranej metryce, zaś $d_{(1)}$ — wartością minimalną. Takie przyporządkowanie nadaje większe wagi wektorom położonym centralnie.

2.3.4. FILTRACJA ADAPTACYJNA (FA)

Pewną trudnością w stosowaniu poprzednich filtrów może stanowić konieczność doboru parametrów filtru w zależności od rodzaju przetwarzanego obrazu; niektóre metody wymagają również znajomości pewnych danych dotyczących samego obrazu oraz rodzaju zakłóceń. Wyjściem z tej sytuacji jest zastosowanie filtracji adaptacyjnej [6]. Filtr adaptacyjny zaprezentowany w pracy [6] bazuje na estymatorze Bayesa, w którym prawdopodobieństwo warunkowe (znane w modelu Bayesa) jest aproksymowane przez funkcje wykładnicze na podstawie wartości sygnału wektorowego z okna obserwacyjnego położonego wokół przetwarzanego punktu. Sygnał na wyjściu filtru ma postać

$$RGB_{wy} = \frac{\sum_{l=1}^{N} RGB_l h_l^{-3} \exp[-|(RGB_0 - RGB_l)/h_l|]}{\sum_{l=1}^{N} h_l^{-3} \exp[-|(RGB_0 - RGB_l)/h_l|]}. \tag{18}$$

Tutaj N (3×3) jest wymiarem okna obserwacyjnego, RGB_i — wektorami z tego okna, RGB_0 — wektorem kolorów punktu centralnego, zaś h_i dane jest zależnością [6]:

$$h_i = N^{-0.11} \sum_{i=1}^{N} |RGB_j - RGB_i| , \tag{19}$$

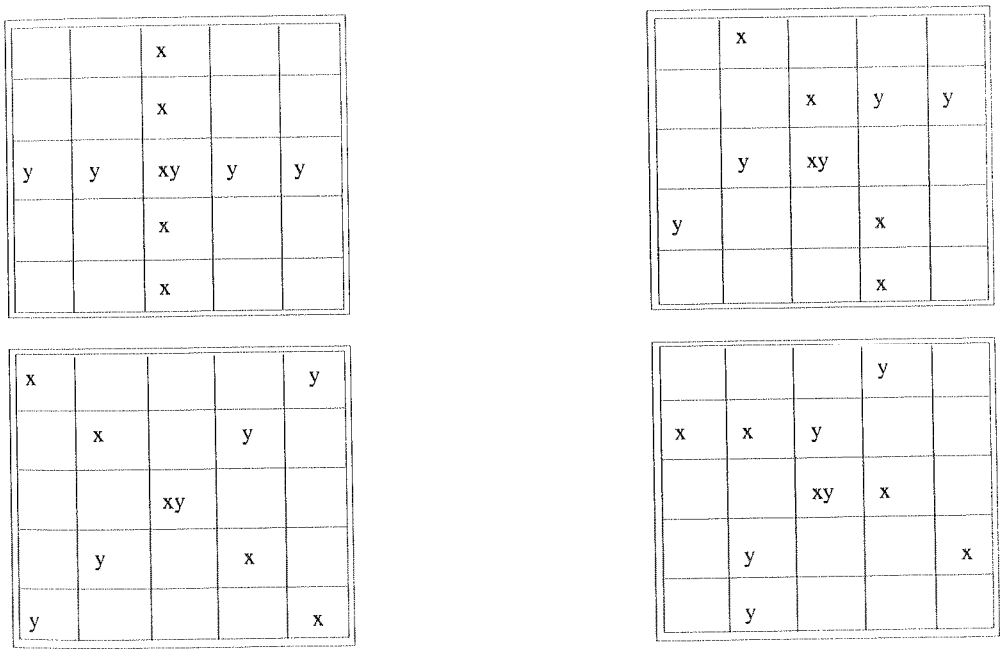
gdzie $|RGB_j - RGB_i|$ jest odległością między dwoma wektorami (metryka L_1 — wzór (9)). Dane z literatury wskazują na to, że filtracja adaptacyjna daje dobre rezultaty [6], aczkolwiek nie gwarantuje zachowania kolorów po filtracji.

2.3.5. FILTR NAGAO [2] (FN)

W tym filtrze wykorzystuje się otoczenie 5×5 danego piksla. W tym otoczeniu określa się 8 pięcioelementowych podzbiorów L_i piksli odpowiadających 8. hipotetycznym krawędziom o różnych kierunkach. Współrzędne piksli w poszczególnych podzbiorach są następujące (w nawiasach podano jedynie odchylenia współrzędnych od piksla środkowego):

$L_1 = \{(0,-2), (0,-1), (0,0), (0,1), (0,2)\}$, $L_2 = \{(-2,0), (-1,0), (0,0), (1,0), (2,0)\}$,
$L_2 = \{(-2,-2), (-1,-1), (0,0), (1,1), (2,2)\}$, $L_4 = \{(-2,2), (-1,1), (0,0), (1,-1), (2,-2)\}$,
$L_5 = \{(-1,-2), (0,-1), (0,0), (1,1), (1,2)\}$, $L_6 = \{(-2,1), (-1,0), (0,0), (1,-1), (2,-1)\}$,
$L_7 = \{(-2,-1), (-1,-1), (0,0), (0,1), (1,2)\}$, $L_8 = \{(-1,2), (-1,1), (0,0), (0,-1), (1,-2)\}$,

Wszystkie te podzbiory narysowano na rys. 3.



Rys. 3. Zbiory 5 elementowe rozpatrywane w filtrze Nagao

Dla każdego z podzbiorów wyznacza się średnią m_i i wariancję v_i zgodnie z poniższymi zależnościami. Dla obrazów czarno-białych

$$m_i=\frac{1}{5}\sum_{j\in L_i} lum_j, \qquad v_i=\frac{1}{5}\sum_{j\in L_i}(lum_j-m_i)^2 \tag{20n}$$

gdzie sumowanie rozciąga się na luminacje piksli należących do podzbioru L_i. Podobnie, w przypadku obrazów kolorowych

$$m_i=[m_{Ri}, m_{Gi}, m_{Bi}]=\frac{1}{5}\sum_{j\in L_i}[R_j, G_j, B_j],$$

$$v_i=\frac{1}{5}\sum_{j\in L_i}(R_j-m_{Ri})^2+(G_j-m_{Gi})^2+(B_j-m_{Bi})^2 \tag{21}$$

Sumowanie rozciąga się na wartości kolorów piksli należacych do podzbioru L_i. Zarówno dla filtru czarno-białego jak i kolorowego wyjście filtru jest wartością m_i dla podzbioru L_i charakteryzującego się najmniejszą wartością wariancji v_i.

2.3.6. FILTR K NAJBLIŻSZYCH SĄSIADÓW [2] (FK)

Dla danego otoczenia piksla centralnego (typowe otoczenie 3×3 lub 5×5) oblicza się odległości między wektorem kolorów piksla centralnego (indeks 0), a wektorem kolorów każdego pozostałego piksla z tego otoczenia (obrazy kolorowe) zgodnie z metryką L_1 (zależność (9)). W przypadku obrazów czarno-białych odległości te są równe modułom różnic luminancji. Mamy zatem

$$p_j=|R_0-R_j|+|G_0-G_j|+|B_0-B_j|;$$

$$p_j=|lum_0-lum_j|. \tag{22}$$

Następnie porządkuje się piksle z okna od najmniejszej do największej wartości tej odległości. Wyjście filru jest dane jako średnia wartość kolorów (lub luminancji dla obrazu czarno-białego) K ($K=4$) piksli o najmniejszych odległościach p_j od piksla centralnego, zgodnie z zależnościami

$$[R, G, B]'=\frac{1}{K}\sum_i[R_i, G_i, B_i],$$

$$lum'=\frac{1}{K}\sum_i lum_i, \tag{23}$$

gdzie sumowanie rozciąga się na K piksli o najmniejszych odległościach od piksla centralnego. Wzrost K powoduje zwiększenie uśredniania.

2.3.7. FILTR ODWROTNOŚCI GRADIENTU [2] (FG)

Jest to kolejny filtr wagowy z wagami znajdowanymi adaptacyjnie, przy czym wagi są odwrotnie proporcjonalne do odległości (rozumianej jako różnice luminancji lub moduł różnicy kolorów) między pikslem centralnym (dla którego znajdujemy wyjście filtru) a każdym pikslem z danego otoczenia piksla centralnego o typowych wymiarach 3×3 (lub 5×5). Oznaczmy przez p_j odległość między pikslem centralnym a j-tym pikslem z okna, która jest obliczana dla obydwu typów obrazów zgodnie z wzorem (22). Wówczas wyjście filtru jest dane zależnościami:

$$RGB' = \frac{1}{D} \sum_j \frac{p_{\max} - p_j}{p_{\max} - p_{\min}} [R_j, G_j, B_j],$$

$$lum' = \frac{1}{D} \sum_j \frac{p_{\max} - p_j}{p_{\max} - p_{\min}} lum_j, \tag{24}$$

$$D = \sum_j \frac{p_{\max} - p_j}{p_{\max} - p_{\min}},$$

gdzie sumowanie rozciąga się na dane otoczenie (3×3) punktu centralnego, zaś $p_{\max}$ i $p_{\min}$ są odpowiednio maksymalną i minimalną wartością odległości p_j, przy czym piksel centralny nie jest brany pod uwagę.

2.3.8. FILTR ZE ZMODYFIKOWANĄ ŚREDNIĄ I PODWÓJNYM OKNEM [2] (FD)

Przy stosowaniu tego filtru rozpatruje się dwa okna (3×3 i 5×5) wokół piksla centralnego. Działanie filtru jest dwuetapowe. W pierwszym etapie obliczana jest mediana (skalarna dla obrazu czarno-białego (środkowa jaskrawość) i wektorowa dla obrazu kolorowego — zgodnie z wzorem (8) w mniejszym oknie 3×3). W drugim etapie znajduje się zbiór punktów L_Δ, których jaskrawości (obrazy czarno-białe) lub wektory kolorów (obrazy kolorowe) różnią się od mediany o wielkość mniejszą aniżeli ustalony wcześniej próg Δ. Próg ten często bywa powiązany z odchyleniem standardowym zakłóceń zależnością $\Delta = N\sigma$ ($N = 2, 3$), jednakże w niniejszej pracy tego nie robiono.

$$i \in L_\Delta \Leftrightarrow p_i < \Delta \tag{25}$$

Wyjście filtru jest definiowane jako średnia arytmetyczna jaskrawości (obrazy czarno-białe) lub wektorów kolorów (obrazy kolorowe) wszystkich piksli należących do zbioru L_Δ

$$RGB' = \frac{1}{P} \sum_i [R_i, G_i, B_i],$$

$$lum' = \frac{1}{P} \sum_i lum_i, \tag{26}$$

gdzie sumowanie rozciąga się na piksle należące do zbioru L_Δ, zaś P jest liczbą piksli należących do tego zbioru.

2.3.9. FILTR SIGMA [2] (FS)

Jest to filtr dosyć podobny do poprzedniego, ale rozpatruje się tylko jedno okno o wymiarach 5×5. Najpierw wyznacza się zbiór wszystkich piksli L_Δ, których jaskrawości (obrazy czarno-białe) lub wektory kolorów (obrazy kolorowe) różnią się od jaskrawości lub wektora kolorów piksla centralnego o wielkość mniejszą aniżeli ustalony wcześniej próg Δ, co pokrywa się z definicją (25) (oczywiście przy innym wynikowym zbiorze). Jeśli liczność powyższego zbioru jest większa od pewnego progu (w niniejszej pracy równego 3), to podobnie jak w poprzednim filtrze wyjście jest definiowane jako średnia arytmetyczna jaskrawości (obrazy czarno-białe) lub wektorów kolorów (obrazy kolorowe) wszystkich piksli należących do zbioru L_Δ, zgodnie z zaleznością (26) jednakże po innym zbiorze L_Δ. Jeśli liczność tego zbioru $P < 3$, wtedy wyjście filtru jest określane jako średnia arytmetyczna luminancji (lub wektorów koloru) z 8. elementowego otoczenia punktu środkowego, ale bez niego samego:

$$RGB' = \frac{1}{8}\sum_i [R_i, G_i, B_i], \qquad lum' = \frac{1}{8}\sum_i lum_i, \tag{27}$$

gdzie sumowanie rozciąga się na wspomniane 8. elementowe otoczenie.

2.3.10. ROZSZERZONY FILTR MEDIANOWY [7] (RFM)

Przy stosowaniu tego filtru oblicza się średnią arytmetyczną i medianę jaskrawości (obraz czarno-biały) lub wektora kolorów w oknie 3×3. Średnia arytmetyczna dana jest oczywiście zależnościami

$$RGB_a = \frac{1}{9}\sum_i [R_i, G_i, B_i], \qquad lum_a = \frac{1}{9}\sum_i lum_i, \tag{28}$$

zaś mediana jest określona przez zależność (8). Następnie zostają obliczone sumy odległości wektora kolorów (obrazy kolorowe) lub luminancji (obrazy czarno-białe) mediany i średniej arytmetycznej od wektorów kolorów lub luminancji wszystkich piksli w oknie 3×3

$$S_a = \sum_{i=1}^{9} p(a, i),$$
$$S_m = \sum_{i=1}^{9} p(m, i), \tag{29}$$

gdzie przez $p(a, i)$, $p(m, i)$ oznaczono odległość między wektorem kolorów (lub luminancją) i-tego piksla a wektorem kolorów (lub luminancją) odpowiednio: średniej arytmetycznej lub mediany. Jako wyjście filtru wybiera się ten z dwóch wektorów (lub luminancji): średnią lub medianę, dla którego parametr S_a, S_m jest mniejszy, np. jeśli $S_a < S_m$ to wyjściem filtru jest średnia arytmetyczna.

2.3.11. FILTRY OPARTE O ZBIORY ROZMYTE [8] (FZR)

Sa to filtry wagowe, których wagi są dobierane zgodnie z teorią zbiorów rozmytych. W pracy badano dwa takie filtry opracowane zgodnie z pracą [8] i stosowane do obrazów kolorowych. Sygnał na wyjściu filtrów jest znajdowany w sposób następujący. Dla każdego piksla z otoczenia piksla centralnego o wymiarach 3×3 znajdowana jest suma odległości od pozostałych piksli w tym oknie, znajdowana według dwóch metryk D_1 (9) i D_3 (11):

$$d_i = \sum_{j=1}^{9} D_1(RGB_i, RGB_j),$$
$$a_i = \sum_{j=1}^{9} D_3(RGB_i, RGB_j). \tag{30}$$

Następnie dla każdego i-tego piksla z tego otoczenia znajdowane są wartości

$$w_i = \frac{2}{1 + \exp(a_i)},$$
$$v_i = \exp(-\sqrt{d_i}) \tag{31}$$

oraz wagi

$$u_i = \sqrt{w_i v_i},$$
$$z_i = \sqrt{w_i v_i}\sqrt{1 - (1 - w_i)(1 - v_i)} \tag{32}$$

Ostatecznie, wyjścia tych dwóch filtrów są określane zależnościami

$$RGB' = \frac{\sum_{i=1}^{9} u_i [R_i, G_i, B_i]}{\sum_{i=1}^{9} u_i}, \tag{33}$$

$$RGB'' = \frac{\sum_{i=1}^{9} z_i [R_i, G_i, B_i]}{\sum_{i=1}^{9} z_i} . \tag{33}$$

Filtracja według powyższych wzorów dawała bardzo zbliżone rezultaty, stąd dalej podane są tylko wyniki uzyskane wg pierwszego ze wzorów (33).

2.3.12. ZMODYFIKOWANY FILTR MEDIANOWY [9] (ZMF)

Filtr ten był stosowany dla obrazów kolorowych. W tym filtrze wykorzystywane jest otoczenie 3×3 danego piksla centralnego. Dla każdego piksla z tego otoczenia znajduje się sumę odległości od pozostałych piksli, zgodnie ze wzorem

$$d_i = \sum_{j=1}^{9} D_1(RGB_i, RGB_j), \tag{34}$$

gdzie metryka D_1 dana jest przez (9). Przed d_0 oznaczmy sumę odległości dla piksla centralnego, zaś przez $d_{\min}$ minimalną wartość d_i spośród wszystkich piksli z tego okna, przyjmowaną dla piksla o $RGB_{\min} = [R_{\min}, G_{\min}, B_{\min}]$. Wyjście filtru dane jest zależnością

$$RGB' = \begin{cases} [R_0, G_0, B_0] & \text{dla } |d_0 - d_{\min}| \leqslant \Delta \\ [R_{\min}, G_{\min}, B_{\min}] & \text{dla } |d_0 - d_{\min}| > \Delta \end{cases} \tag{35}$$

gdzie Δ jest wielkością progu. Inaczej mówiąc w przypadku niewielkiej różnicy między d_0 a $d_{\min}$ pozostawia się piksel centralny, zaś jeśli ta różnica jest dostatecznie duża zastępuje się go medianą.

Możliwa jest pewna odmiana tego podejścia [9] polegająca na tym, że piksel środkowy pozostawia się, jeśli jest on jednym z K ($K=3$) piksli o najmniejszych d_i, w przeciwnym przypadku zastepuje się go medianą. W niniejszej pracy to ostatnie podejście nie było jednak badane.

2.3.13. FILTR SZUMU IMPULSOWEGO (FI)

Jest to filtr obrazów kolorowych opracowany przez autorów. W tym filtrze wykorzystuje się otoczenie 3×3 piksla centralnego. W tym otoczeniu znajduje się wielkość d_0 będącą sumą odległości piksla centralnego od pozostałych piksli, zgodnie z zależnością

$$d_0 = \sum_{j} D_1(RGB_0, RGB_j), \tag{36}$$

oraz wielkość P będącą sumą wszystkich odległości w tym otoczeniu. Wielkość P dana jest zależnością

$$P=\sum_{i=1}^{9} d_i, \tag{37}$$

gdzie d_i dane jest wzorami (34). Wyjście filtru określone jest przez

$$RGB'=\begin{cases}[R_0, G_0, B_0] & \text{dla} \quad d_0 \leqslant \beta P, \\ \frac{1}{8}\sum_{j=1}^{8}[R_j, G_j, B_j] & \text{dla} \quad d_0 > \beta P\end{cases} \tag{38}$$

Tutaj β jest parametrem dobranym eksperymentalnie, zaś sumowanie rozciąga się na wszystkie piksle poza samym pikslem centralnym. Inaczej mówiąc piksel centralny zostawia się bez zmian, jeślil $d_0 < \beta P$ i zastępuje się go średnią arytmetyczną piksli w jego otoczeniu (ale bez niego samego) w przeciwnym przypadku.

2.4. ZNAJDOWANIE ODPOWIADAJĄCYCH SOBIE PUNKTÓW

Dla znalezienia odpowiadających sobie punktów, niezbędne jest w metodzie korelacyjnej obliczanie kowariancji skrośnej pomiędzy dwoma obszarami: pierwszym z obrazu odniesienia i drugim z obrazu syntetycznego, przesuniętym o p (p-zmienna) piksli wzdłuż linii epipolarnej. W przypadku obrazu kolorowego, wspomniana kowariancja między obszarem o środku w punkcie o współrzędnych (x, y) a odpowiednim obszarem przesuniętym o p, wyraża się zależnością:

$$\begin{aligned} Cov(p)=&\sum_{i=-k}^{k}\sum_{j=-k}^{k} RGB_1(x+i, y+j)\cdot RGB_2(x+p+i, y+j)- \\ &\left(\sum_{i=-k}^{k}\sum_{j=-k}^{k} RGB_1(x+i, y+j)\right)\cdot\left(\sum_{i=-k}^{k}\sum_{j=-k}^{k} RGB_2(x+p+i, y+j)\right) \end{aligned} \tag{39}$$

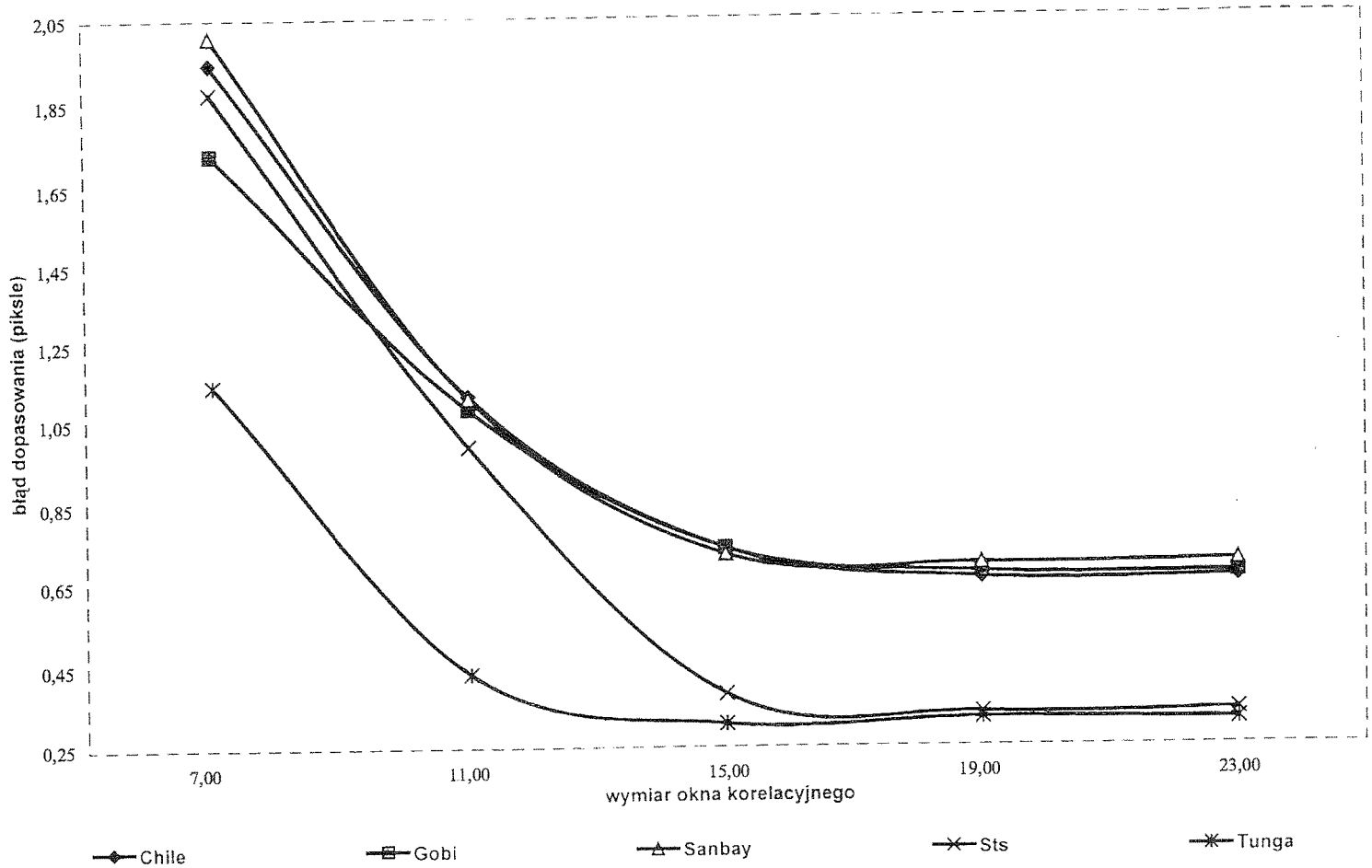
Tutaj $(2k+1)(2k+1)$ są wymiarami okna korelacyjnego, zaś wielkości RGB_1 i RGB_2 sa wektorami kolorów dla danego piksla określonymi zależnością (3), zaś znak mnożenia oznacza iloczyn skalarny tych wektorów.

W podobny sposób jest obliczana kowariancja obrazów czarno-białych powstałych z obrazów kolorowych:

$$\begin{aligned} Cov'(p)=&\sum_{i=-k}^{k}\sum_{j=-k}^{k} lum_1(x+i, y+j)\cdot lum_2(x+p+i, y+j)- \\ &\left(\sum_{i=-k}^{k}\sum_{j=-k}^{k} lum_1(x+i, y+j)\right)\cdot\left(\sum_{i=-k}^{k}\sum_{j=-k}^{k} lum_2(x+p+i, y+j)\right) \end{aligned} \tag{40}$$

Tutaj wielkości luminancji są skalarami, danymi przez zależność (6).

Dokładność dopasowania jest zależna od wielkości okna: generalnie im okno jest większe tym mniejsze są błędy dopasowania, jednakże powyżej pewnej wielkości okna poprawa nie jest już duża. Pokazano to na rys. 4. Stąd wymiar okna musi być



Rys. 4. Zależność dokładności uzyskiwanych wyników od wielkości okna korelacyjnego dla 5 różnych obrazów

kompromis
w niniejsze
zwiększanie
kowariancji
dowana jes
maksymaln
pomocy trój

Interpolacja
dokładne) r

Średniol
między wa
wartością o

Tutaj sumo
(pionowych
Liczba tych

W przyp
nico większ
w niniejszej
nej siatki, z
niające się)
obrazie poc
rawości są
w oknie 4 ×
tych cztere
działanie op
w pobliżu d
Wybór rów
znajdowani

Dla prz
opracowany
Delphi. Śro

kompromisem pomiędzy szybkością obliczeń a dokładnością. Wyniki prezentowane w niniejszej pracy są uzyskane przy oknie o wymiarach 15×15, gdyż dalsze zwiększanie wymiarów okna nie przynosiło istotnej poprawy dokładności. Wartości kowariancji są obliczane dla wartości p z zakresu $-10...+10$, a następnie znajdowana jest wartość przesunięcia p_{max}, dla której kowariancja przyjmuje wartość maksymalną. Dokładna wartość przesunięcia między punktami p' obliczana jest przy pomocy trójpunktowej interpolacji kwadratowej z wzoru

$$p' = p_{max} + \frac{Cov(p_{max}+1) - Cov(p_{max}-1)}{2(2Cov(p_{max}) - Cov(p_{max}+1) - Cov(p_{max}-1))} \tag{41}$$

Interpolacja kwadratowa o większej liczbie węzłów (np. 5) dawała gorsze (tzn. mniej dokładne) rezultaty.

2.5. OKREŚLANIE BŁĘDU DOPASOWANIA

Średniokwadratowy błąd dopasowania był określany na podstawie różnicy między wartością dokładną $z(x_i, y_j)$ przesunięcia danego piksla (x, y), a tą samą wartością określaną metoda korelacyjną $p'(x_i, y_j)$, zgodnie z zależnością

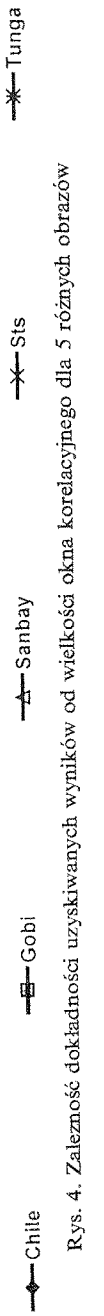
$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{I \cdot J} \sum_{i=1}^{I} \sum_{j=1}^{J} (p'(x_i, y_j) - z(x_i, y_j))^2} \tag{42}$$

Tutaj sumowanie rozciąga się na piksle położone w równych odstępach 20 piksli (pionowych i poziomych) w węzłach równomiernej siatki pokrywającej cały obraz. Liczba tych piksli $(I \times J)$ wynosiła 625 dla każdego badanego obrazu.

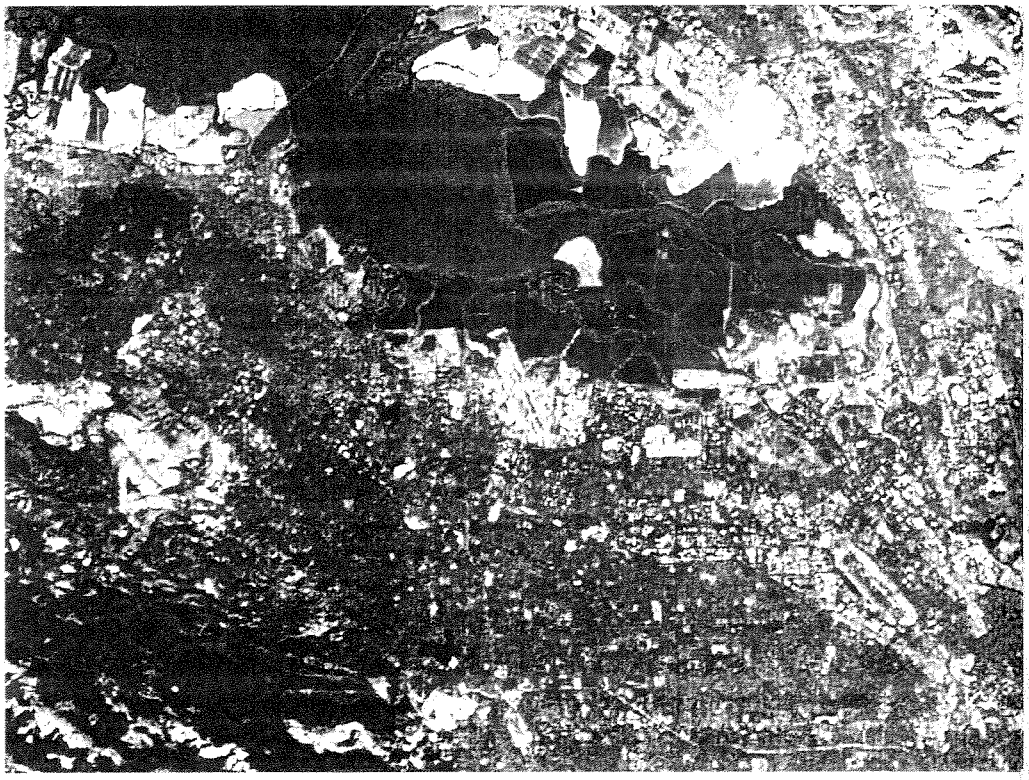
W przypadku niektórych badanych terenów uzyskane błędy dopasowania były nico większe niż typowe błędy tej metody (0.2...0.3 piksla) [11]. Wiąże się to z tym, że w niniejszej pracy dopasowywano przypadkowe punkty leżące w węzłach równomiernej siatki, zaś typowo do dopasowania bierze się punkty charakterystyczne (wyróżniające się) z obrazu. Przykład operatora znajdującego punkty charakterystyczne na obrazie podał Moravec [10]. Jego operator wyliczał sumę kwadratów różnic jaskrawości sąsiednich piksli w czterech kierunkach (pionowy, poziomy i dwa skośne) w oknie 4×4 (lub 8×8) i jako wynik działania operatora zwracał wartość minimalną tych czterech sum. Jako punkty charakterystyczne wybiera się punkty, w których działanie operatora daje lokalne maksimum. Zatem punkty charakterystyczne mają w pobliżu dużo szczegółów, co ułatwia dopasowanie i stąd wspomniana rozbieżność. Wybór równomiernej siatki jest podyktowany chęcią uniezależnienia się od metody znajdowania punktów charakterystycznych.

3. DYSKUSJA WYNIKÓW

Dla przeprowadzenia wszystkich opisanych w paragrafie 2 operacji został opracowany dosyć duży (ok. 5 tys. linii) program komputerowy w środowisku Delphi. Środowisko to zostało wybrane ze wzgledu na łatwość operowania obrazami,



Rys. 4. Zależność dokładności uzyskiwanych wyników od wielkości okna korelacyjnego dla 5 różnych obrazów



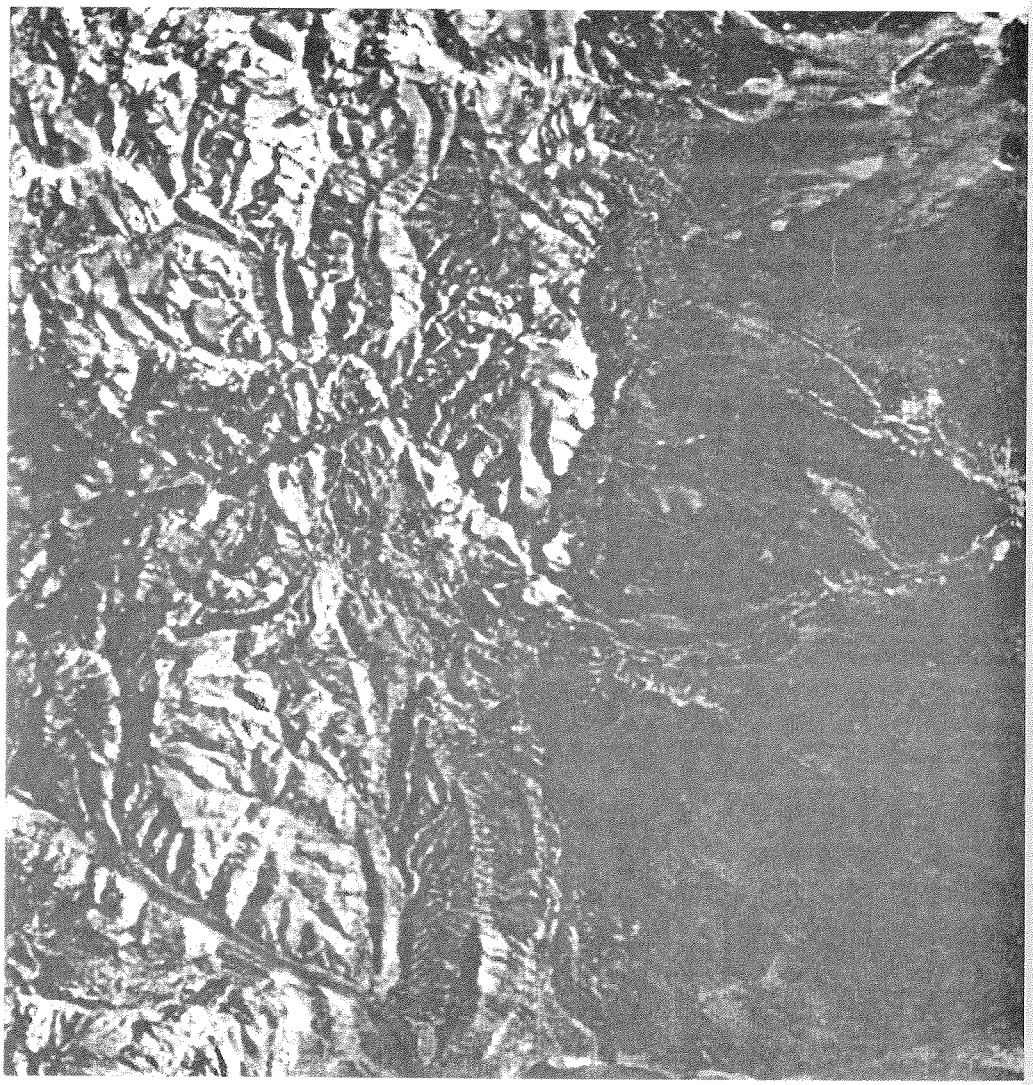
Rys. 5. Pozostałe obrazy, dla których testowano filtry: a) Tunga, b) Chile, c) Gobi, d) Sun Bay

natomiast charakteryzuje się dosyć przeciętną szybkością działania. Należy zaznaczyć, że wszędzie tam, gdzie w równaniach filtru występowały jakiekolwiek parametry, były one dobierane globalnie tak, aby uzyskać jak najlepszą dokładność dla wszystkich obrazów. Oznacza to, że parametr(y) był jednakowy dla wszystkich obrazów. Przebadane zostały wszystkie opisane w punkcie 2.3 filtry pod kątem zależności błędu dopasowania odpowiadających sobie punktów. Oddzielnie testowano wpływ szumu białego gaussowskiego oraz szumu impulsowego. Moce szumu białego gaussowskiego obejmowały zakres zmian parametru δ od 0 (brak szumu) do 80 (maksymalna moc szumu). Szum impulsowy obejmował zmiany wielkości r od 0 (brak szumu) do 0.1 (maksymalne prawdopodobieństwo zaszumienia) oraz amplitudy δ od 10 do 100. Dla porównania przypomnijmy, że maksymalna wartość każdej składowej koloru wynosi 255. Punktem odniesienia były błędy dopasowania punktów na zaszumionych obrazach bez stosowania jakiejkolwiek filtracji.

Obrazy, dla których przeprowadzono badania pokazane są na rys. 5. Uzyskane wyniki pokazano na rys. 6. Zaprezentowane w pracy wyniki zostały otrzymane dla terenu pokazanego na rys. 5a. Pozostałe tereny dają takie same wyniki, jeśli chodzi o uszeregowanie jakościowe filtrów, różnią się jedynie wartościami błędów. Te wyniki nie są tu prezentowane ze względu na ich podobny charakter i brak miejsca.

Rys. 5a.

Na każdym rysunku na osi pionowej oznaczono błąd średniokwadratowy pomiaru, zaś na osi poziomej parametry szumu. Jako krzywa odniesienia (gruba ciągła linia) oznaczane są wyniki uzyskane bez stosowania jakiejkolwiek filtracji dla obrazu kolorowego (korelacja wektorowa). Odpowiednie wyniki dla obrazu monochromatycznego sa bardzo podobne (błędy o kilka procent większe jedynie dla dużych szumów). Filtry oznaczane sa zgodnie ze skrótami podanymi w par. 2.3., zaś rozszerzenia rgb1, rgb2, rgb3, rgb4 odnoszą się do rodzaju stosowanej metryki. Należy zaznaczyć, że popełniane błędy systematyczne były znacznie mniejsze od średniokwadratowych, stąd nie są one dalej rozważane.

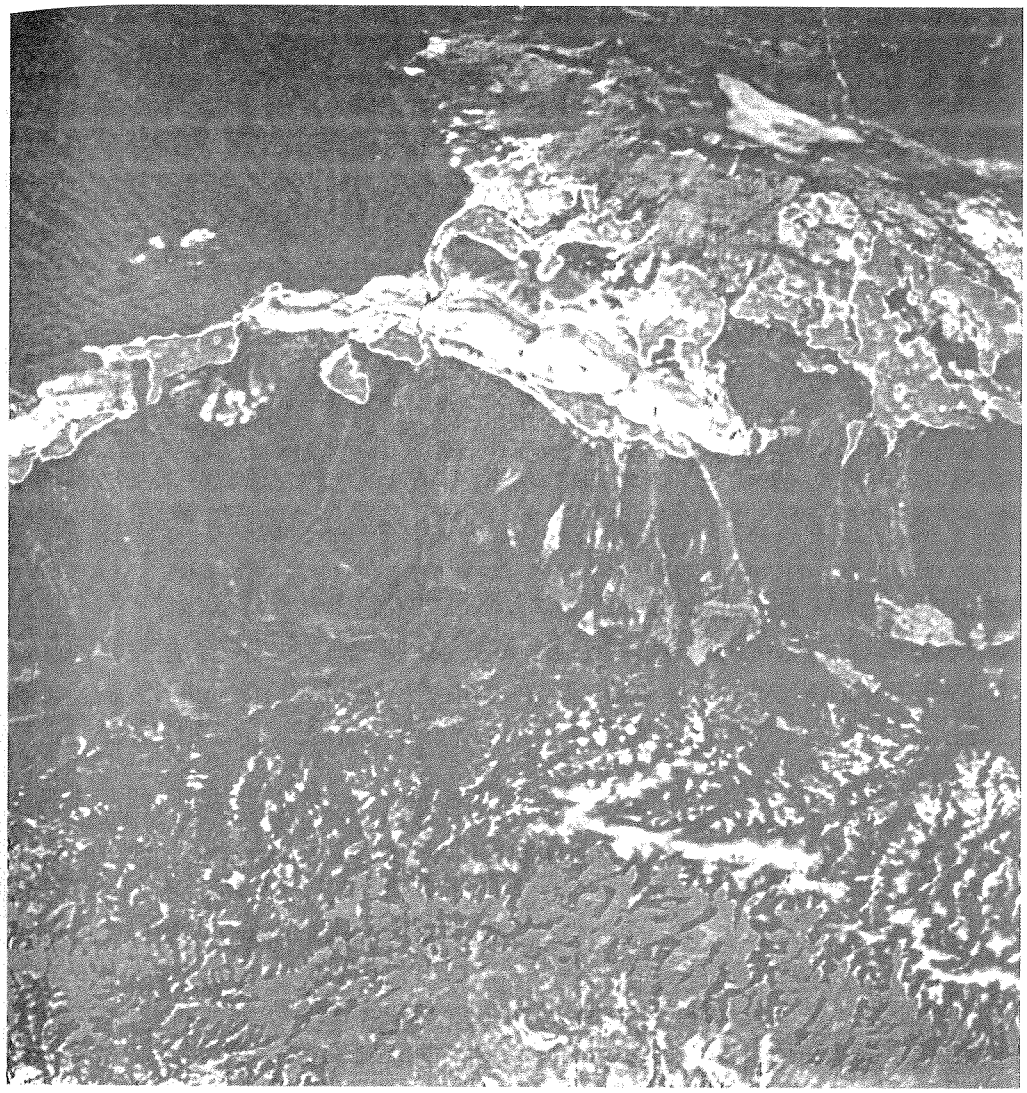


Rys. 5b.

Przebieg wszystkich krzywych jest dosyć typowy: błędy rosną wraz ze wzrostem poziomu szumów i generalnie filtracja tym bardziej jest przydatna im poziom szumu jest większy. Jak wspomniano, nie ma różnic w jakościowym przebiegu krzywych błędu dla różnych obrazów, zaś różnice ilościowe (np. inne wartości błędów przy braku szumu) są związane z inną zawartością treściową (różnice w ilości szczegółów) poszczególnych obrazów i wspomnianym już doborem równomiernej siatki.

Szczegółowe podsumowanie wyników dla wszystkich filtrów i wszystkich obrazów podano w tabl. 1.

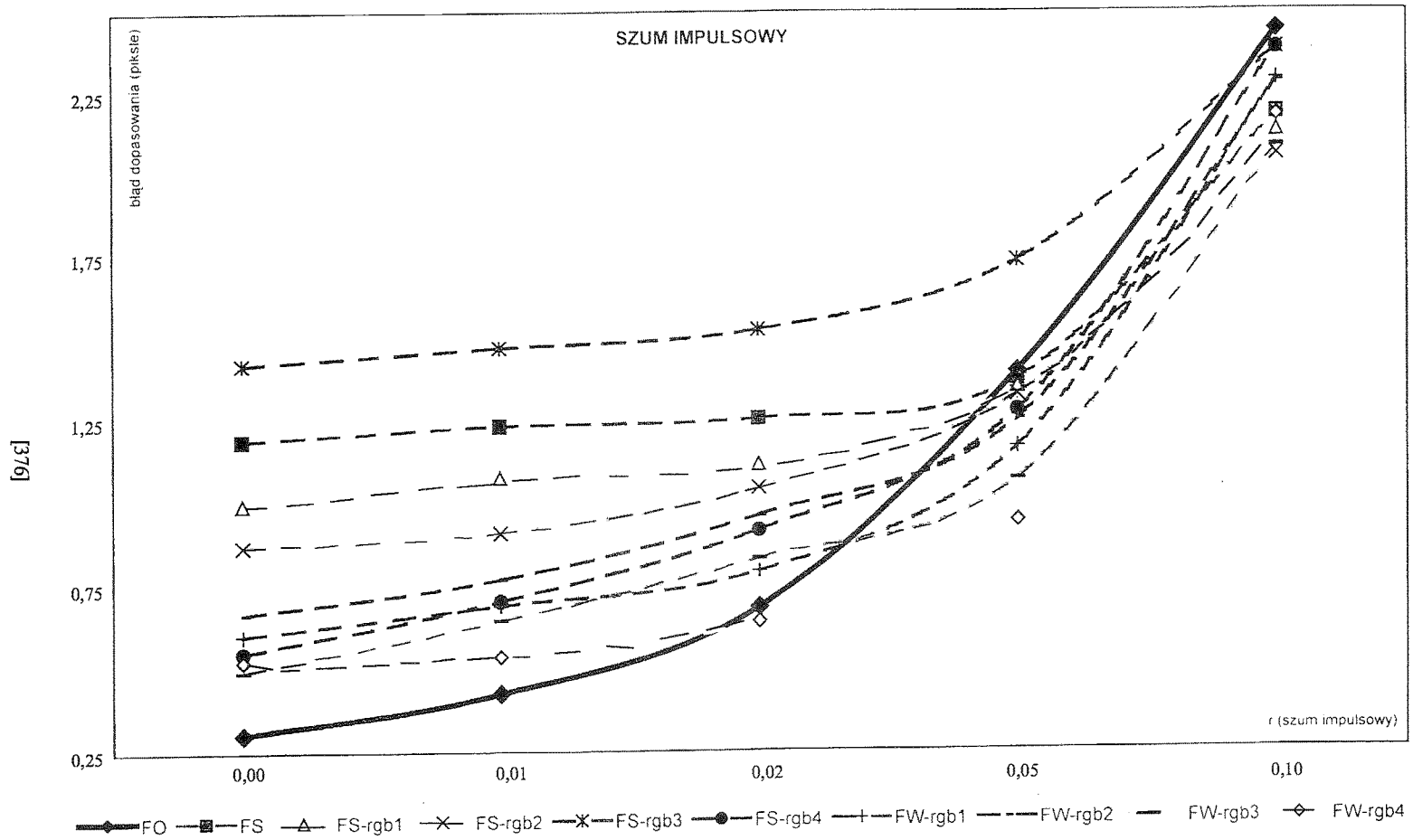
Wyniki obliczeń pozwalają na wyciągnięcie następujących wniosków ogólnych:



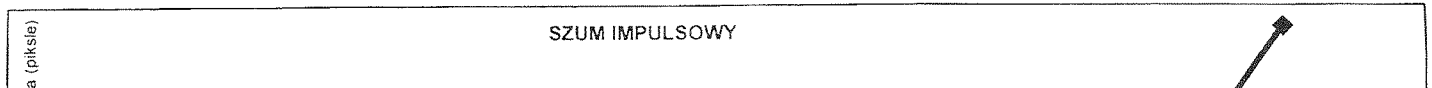
Rys. 5c.

1. Stosowanie filtracji wektorowej (obrazy kolorowe) wraz z nastepującą obróbką korelacji wektorowej jedynie w części przypadków prowadzi do pewnego (kilkuprocentowego) zmniejszenia błędów dopasowania.

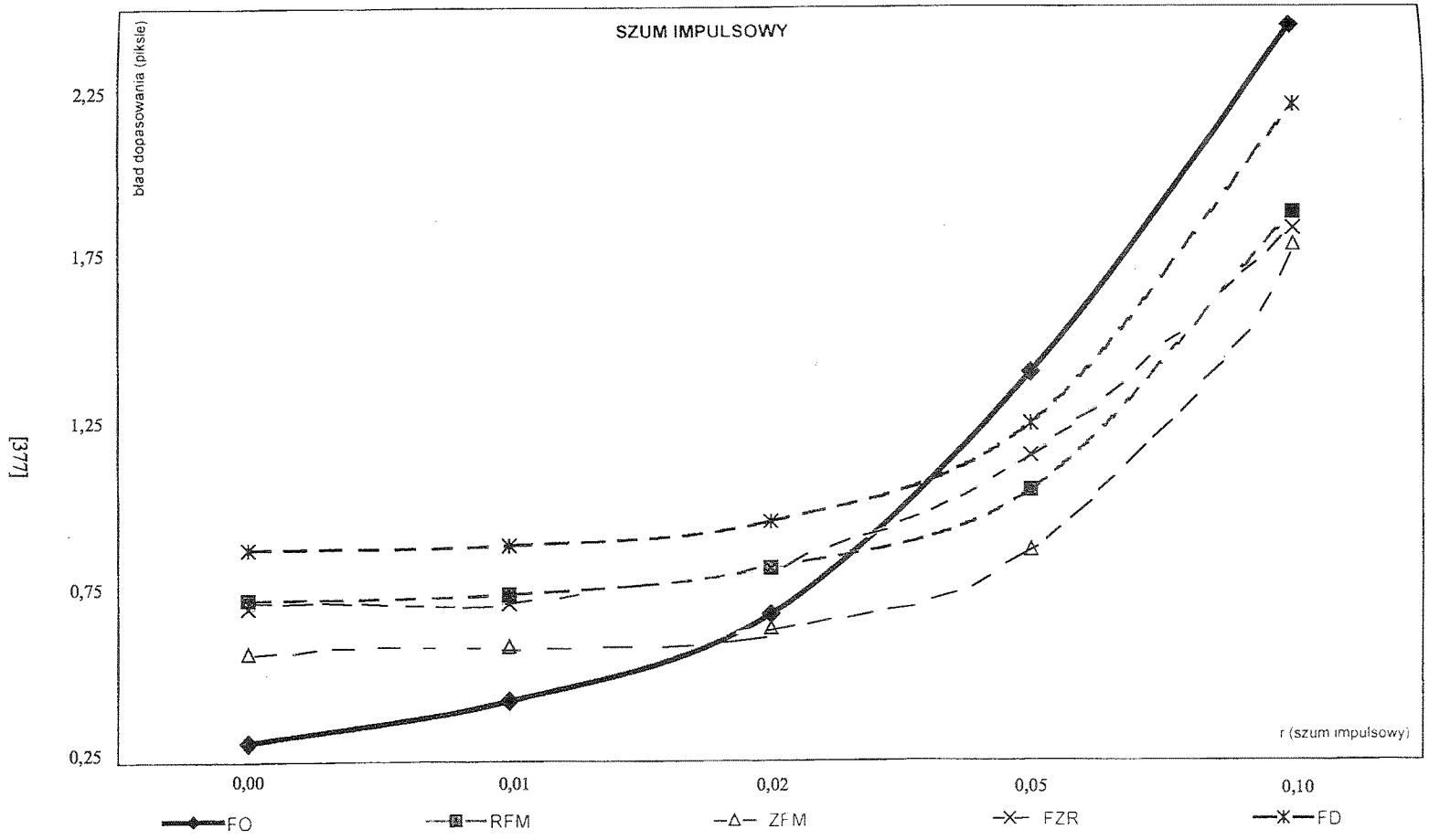
2. Jedynie część stosowanych filtrów pozwala na osiągnięcie poprawy dokładności w porównaniu do przypadku bez filtracji. Poprawa ta jest tym większa im większy jest poziom (moc) szumów. W przypadku małych mocy szumów filtracja na ogół pogarsza dokładność, przy czym to pogorszenie zależy od typu filtru. Stosowanie niektórych filtrów (np. filtr liniowy) prowadzi do znacznego zwiększenia błędów i jest wręcz szkodliwe.



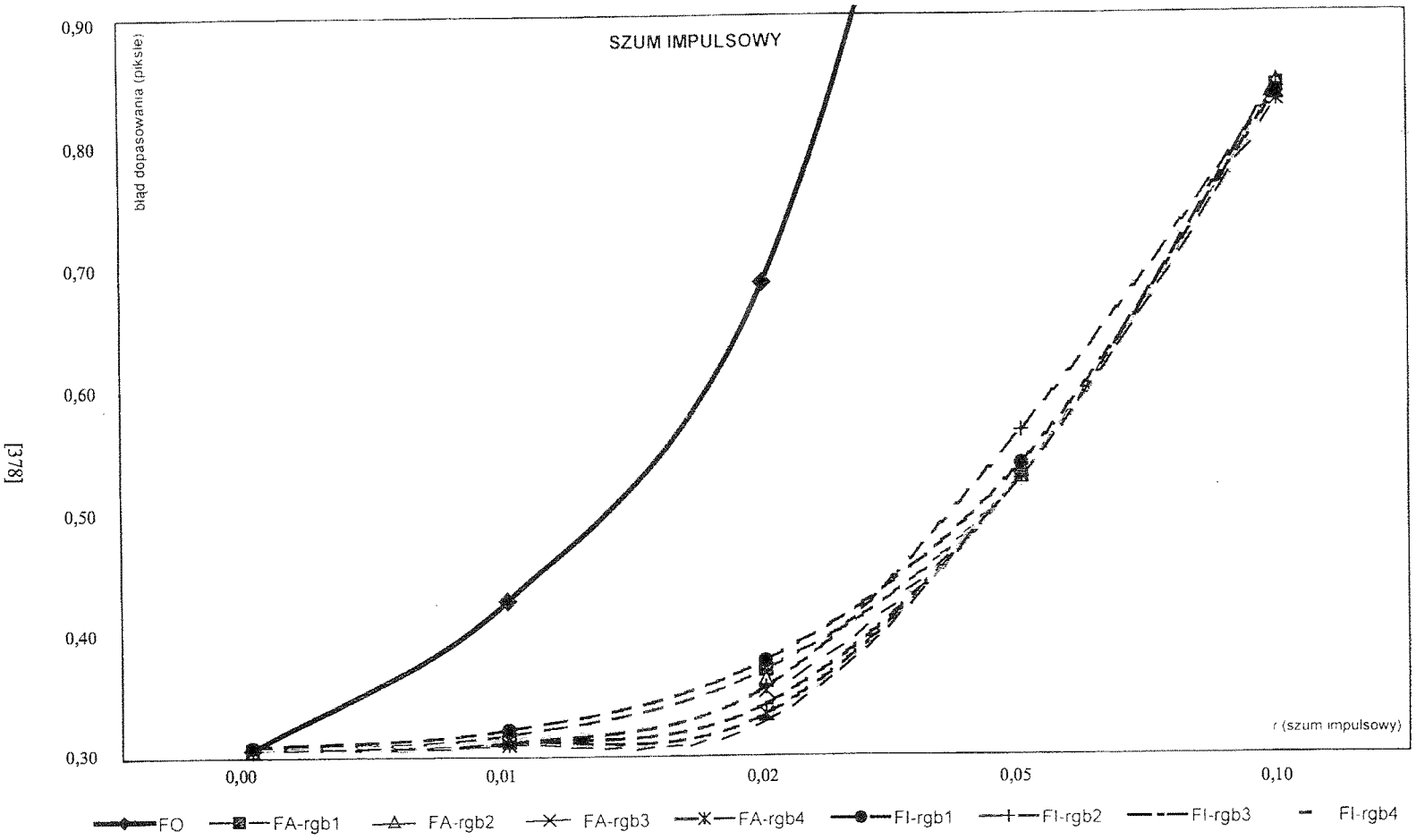
Rys. 6a. Zależności błędu średniokwadratowego (42) od parametrów szumu i typu filtru dla obrazu 4a (Tunga). Opis na rysunkach: a)–f) szum impulsowy, g)–l) szum gaussowski



Rys. 6a. Zależności błędu średniokwadratowego (42) od parametrów szumu i typu filtru dla obrazu 4a (Tunga). Opis na rysunkach: a)—f) szum impulsowy, g)—l) szum gaussowski

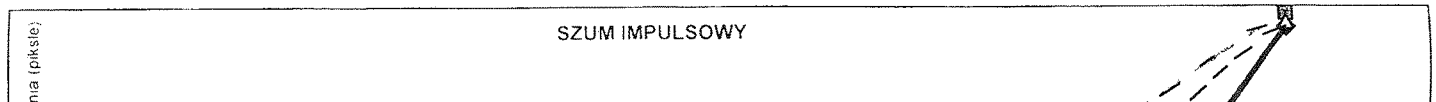


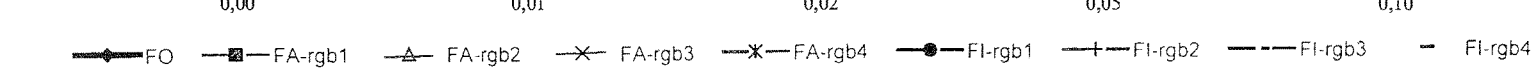
Rys. 6b.


SZUM IMPULSOWY
błąd dopasowania (piksle)
0,90
0,80
0,70
0,60
0,50
0,40
0,30
0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
r (szum impulsowy)
FO
FA-rgb1
FA-rgb2
FA-rgb3
FA-rgb4
FI-rgb1
FI-rgb2
FI-rgb3
FI-rgb4

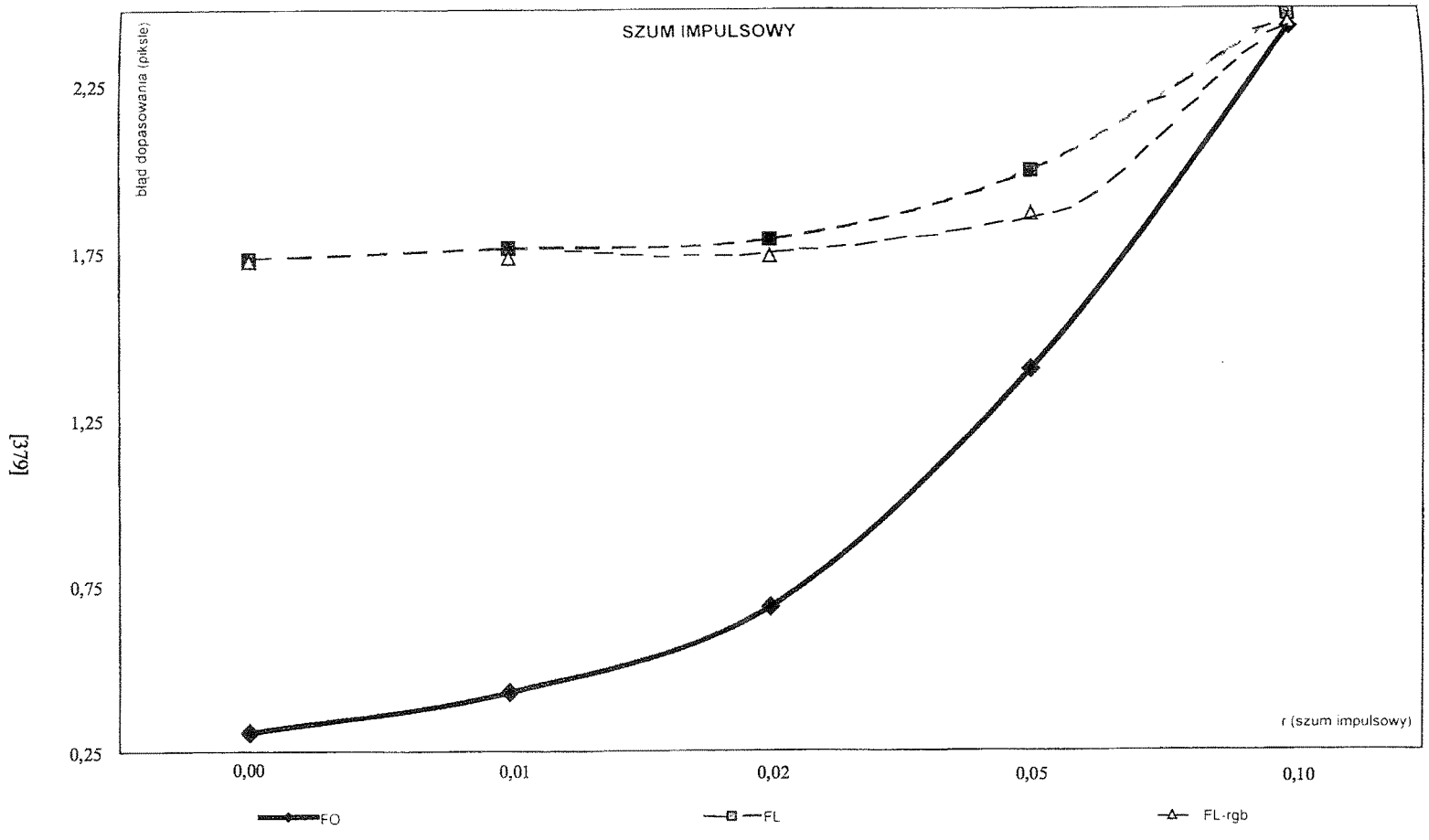
[378]

Rys. 6c.

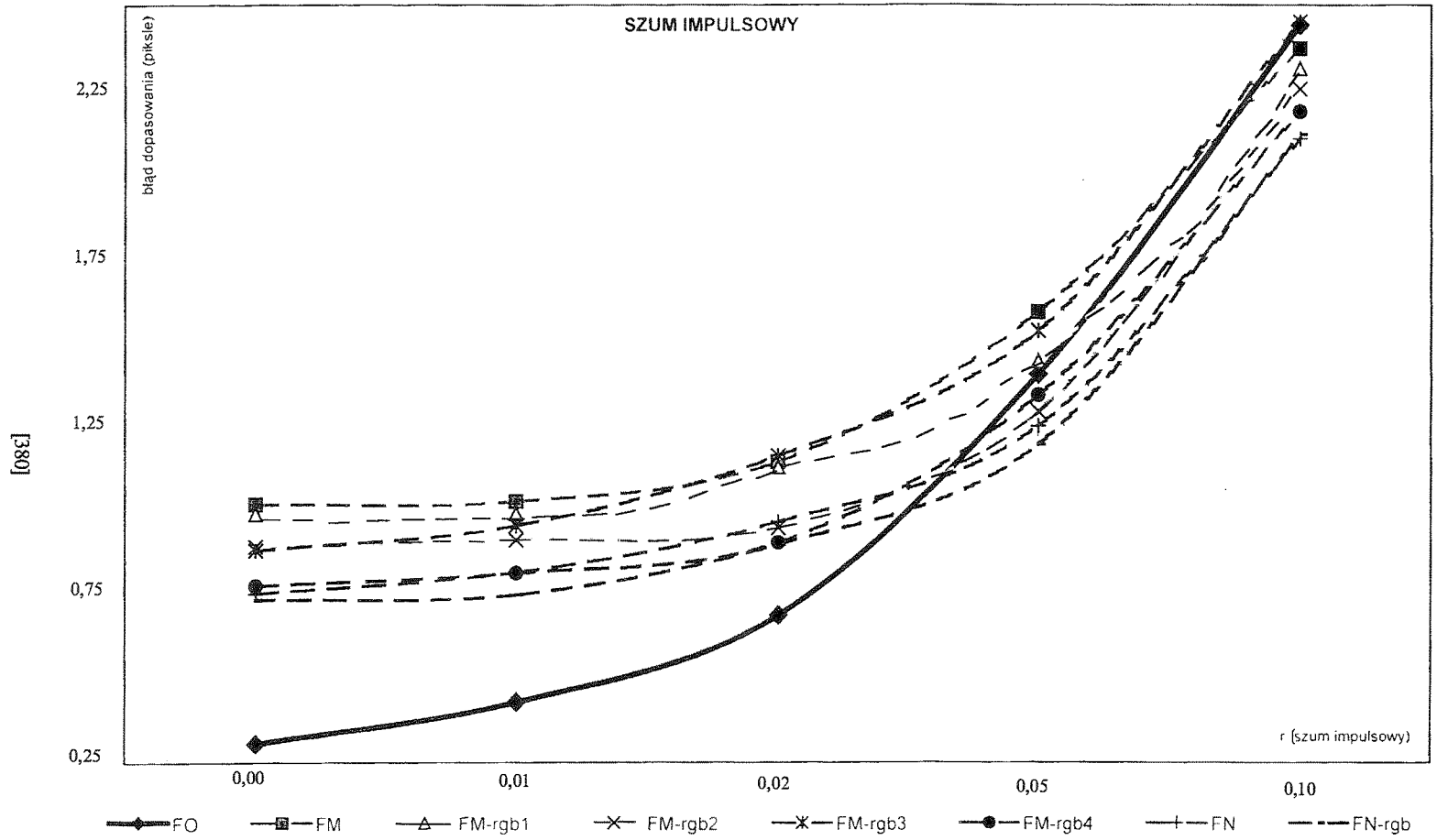

SZUM IMPULSOWY


0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
FO
FA-rgb1
FA-rgb2
FA-rgb3
FA-rgb4
FI-rgb1
FI-rgb2
FI-rgb3
FI-rgb4

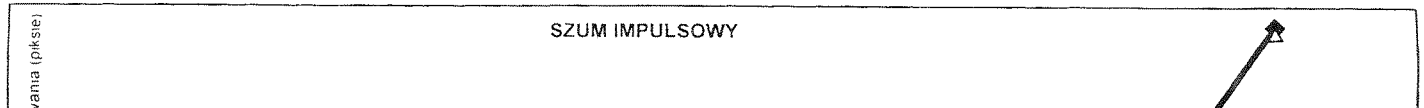
Rys. 6c.

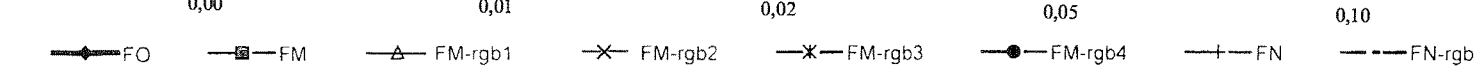

SZUM IMPULSOWY
błąd dopasowania (piksle)
2,25
1,75
1,25
0,75
0,25
[379]
r (szum impulsowy)
0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
FO
FL
FL-rgb

Rys. 6d.

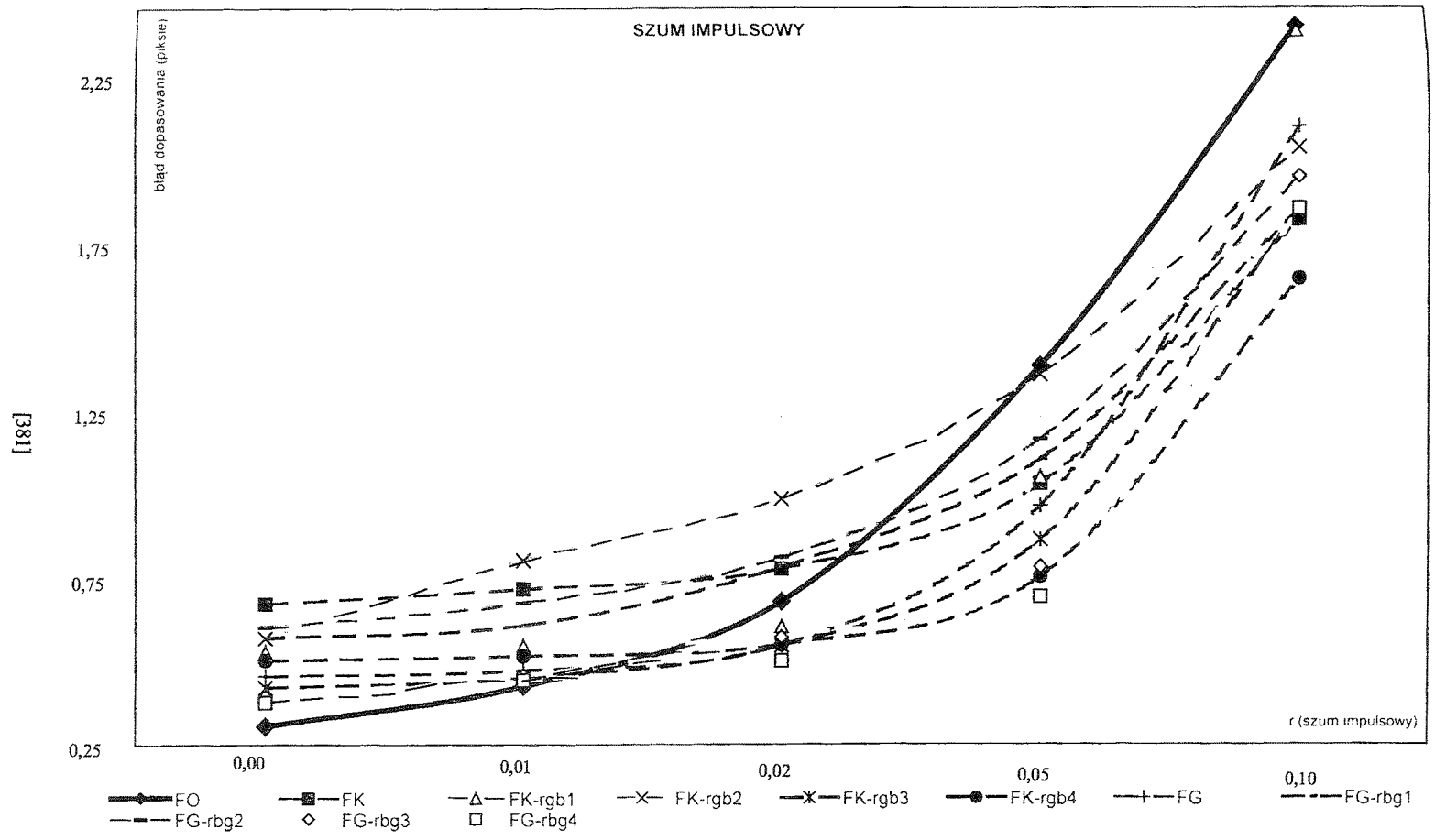

SZUM IMPULSOWY
błąd dopasowania (piksle)
[380]
2,25
1,75
1,25
0,75
0,25
0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
r (szum impulsowy)
FO
FM
FM-rgb1
FM-rgb2
FM-rgb3
FM-rgb4
FN
FN-rgb

Rys. 6e.

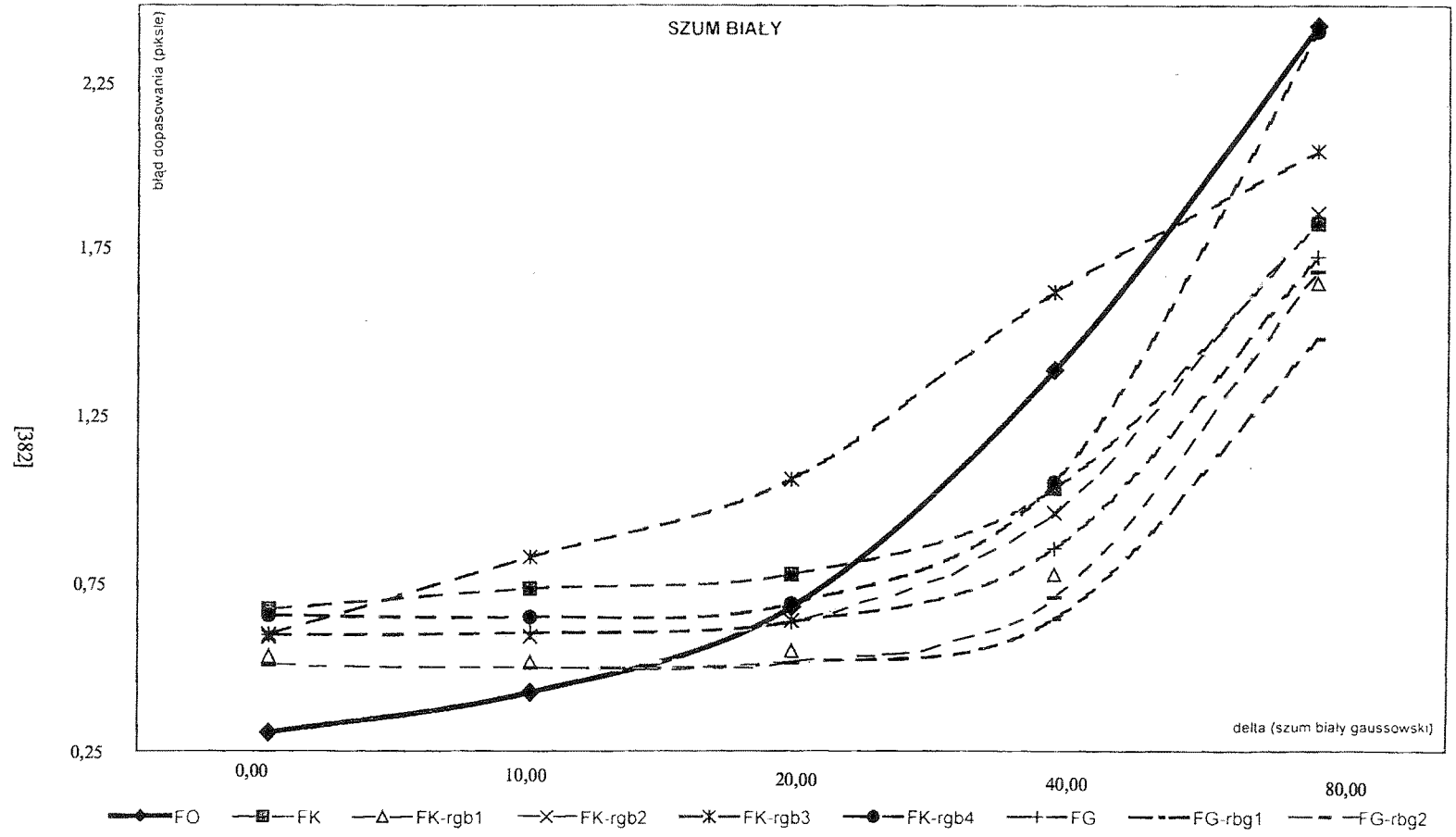

SZUM IMPULSOWY
2,25


0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
FO
FM
FM-rgb1
FM-rgb2
FM-rgb3
FM-rgb4
FN
FN-rgb

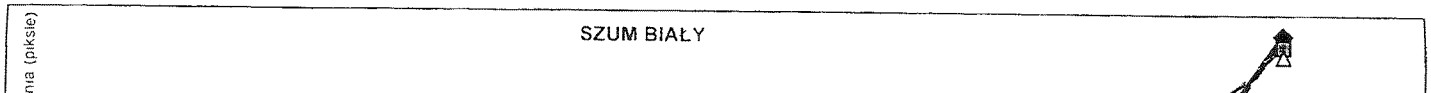
Rys. 6e.

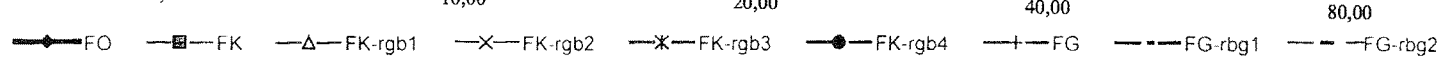

SZUM IMPULSOWY
błąd dopasowania (piksie)
2,25
1,75
1,25
0,75
0,25
r (szum impulsowy)
0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
FO
FK
FK-rgb1
FK-rgb2
FK-rgb3
FK-rgb4
FG
FG-rbg1
FG-rbg2
FG-rbg3
FG-rbg4

Rys. 6f.

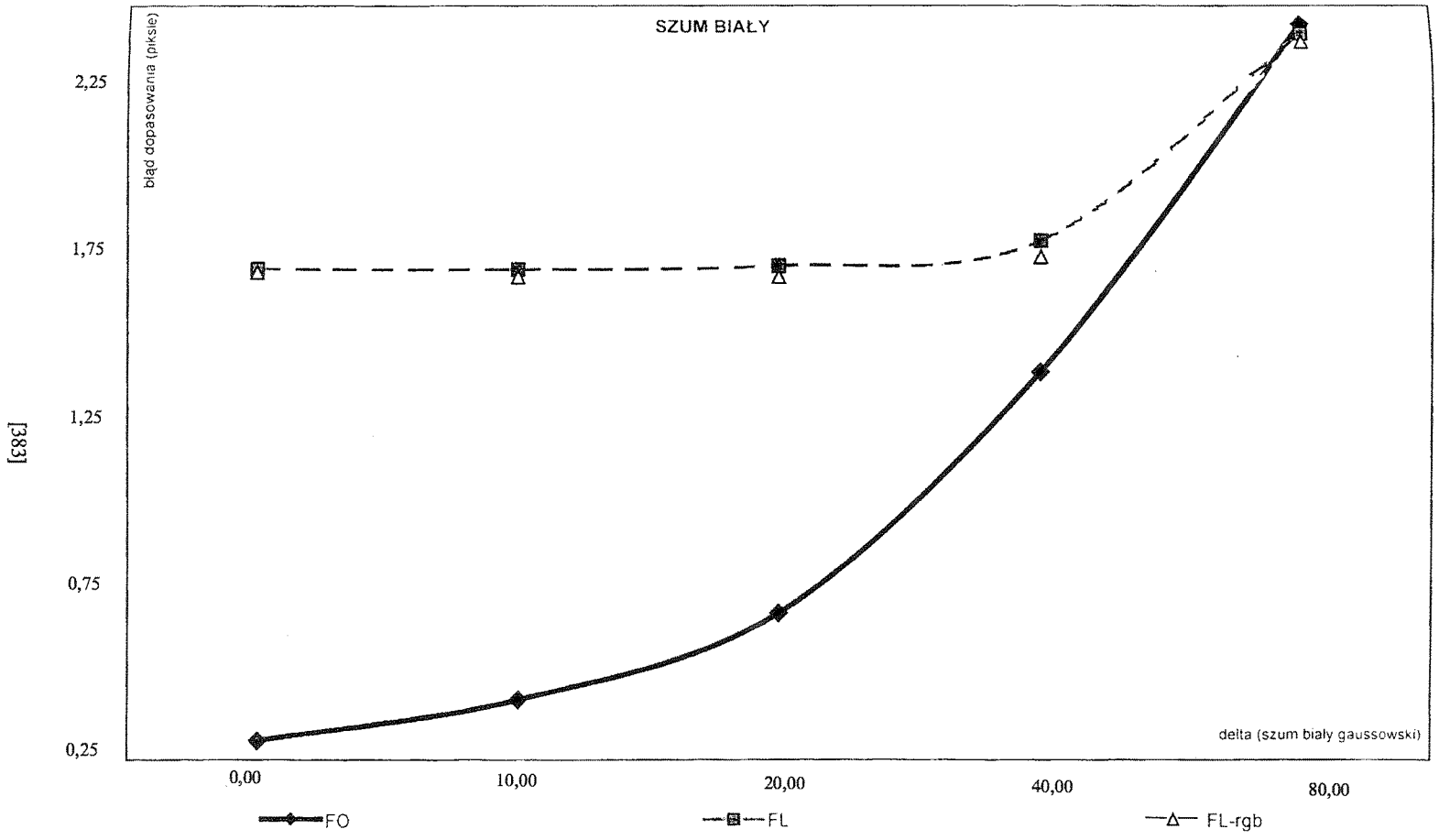

SZUM BIAŁY
błąd dopasowania (piksle)
2,25
1,75
1,25
0,75
0,25
[382]
delta (szum biały gaussowski)
0,00
10,00
20,00
40,00
80,00
FO
FK
FK-rgb1
FK-rgb2
FK-rgb3
FK-rgb4
FG
FG-rbg1
FG-rbg2

Rys. 6g.


SZUM BIAŁY

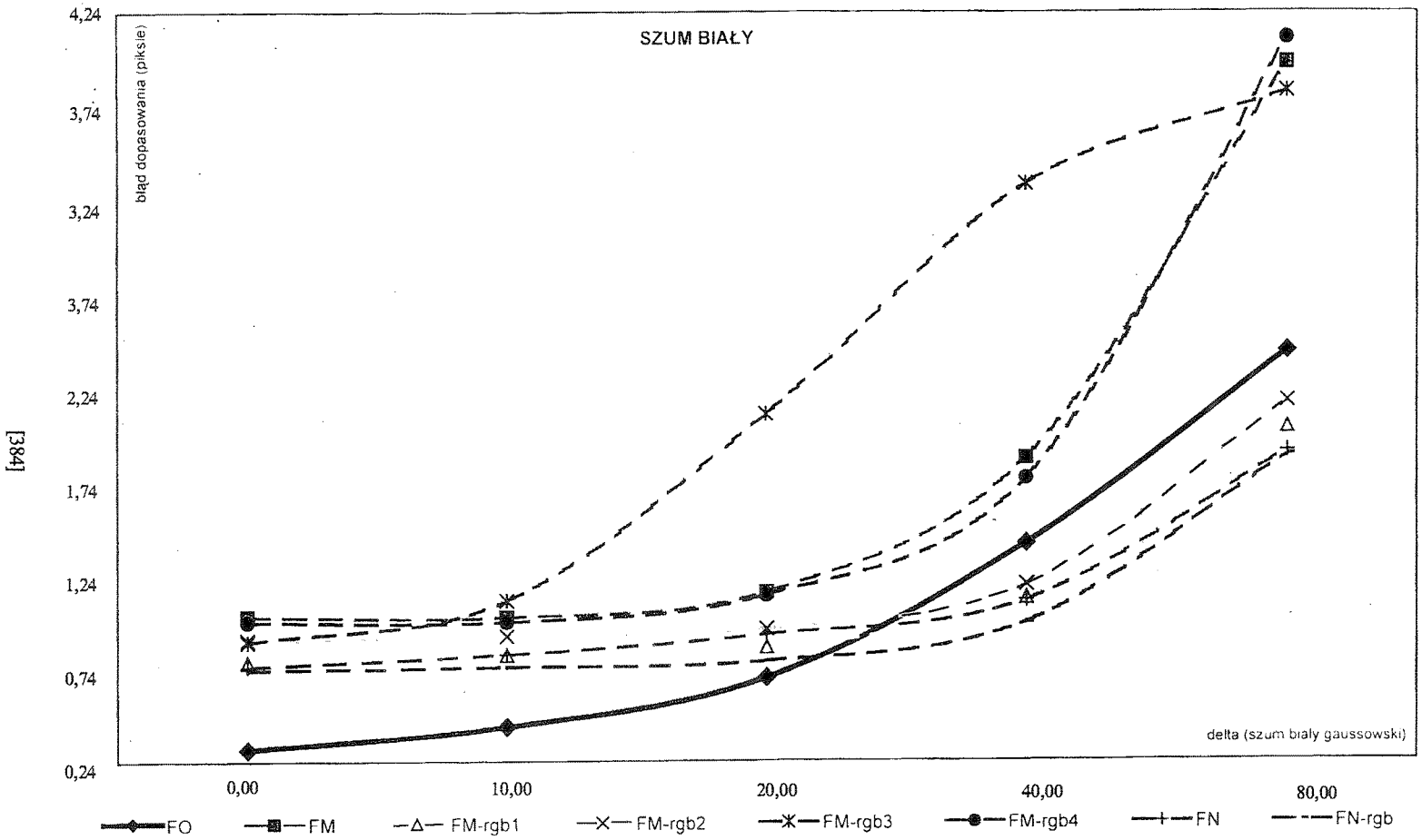


Rys. 6g.

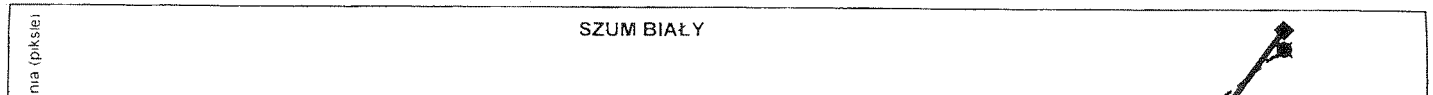


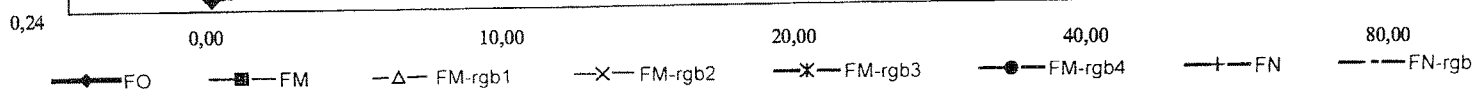
[383]

Rys. 6h.

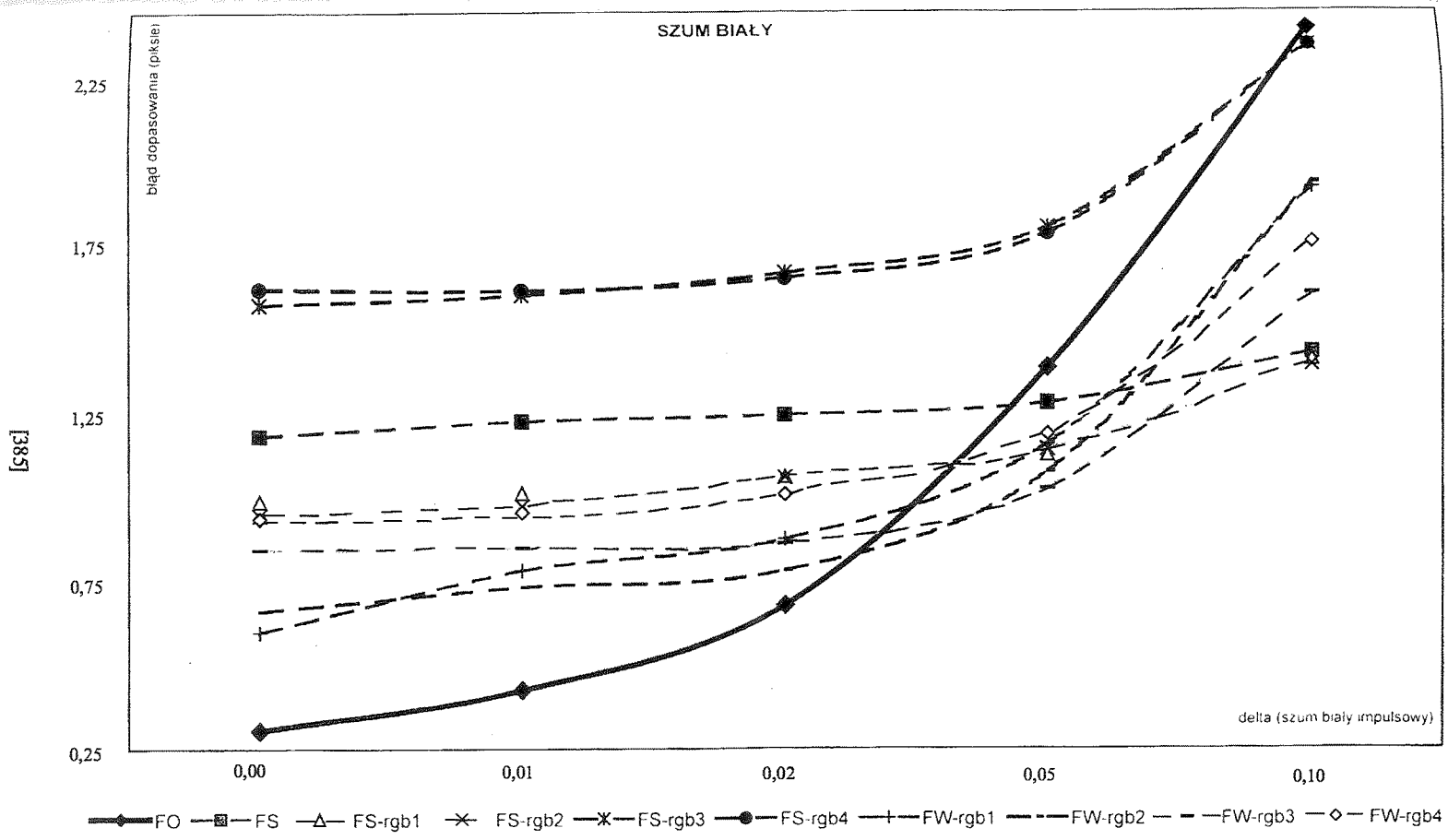

SZUM BIAŁY
błąd dopasowania (piksle)
4,24
3,74
3,24
3,74
2,24
1,74
1,24
0,74
0,24
[384]
0,00
10,00
20,00
40,00
80,00
delta (szum biały gaussowski)
FO
FM
FM-rgb1
FM-rgb2
FM-rgb3
FM-rgb4
FN
FN-rgb

Rys. 6i.

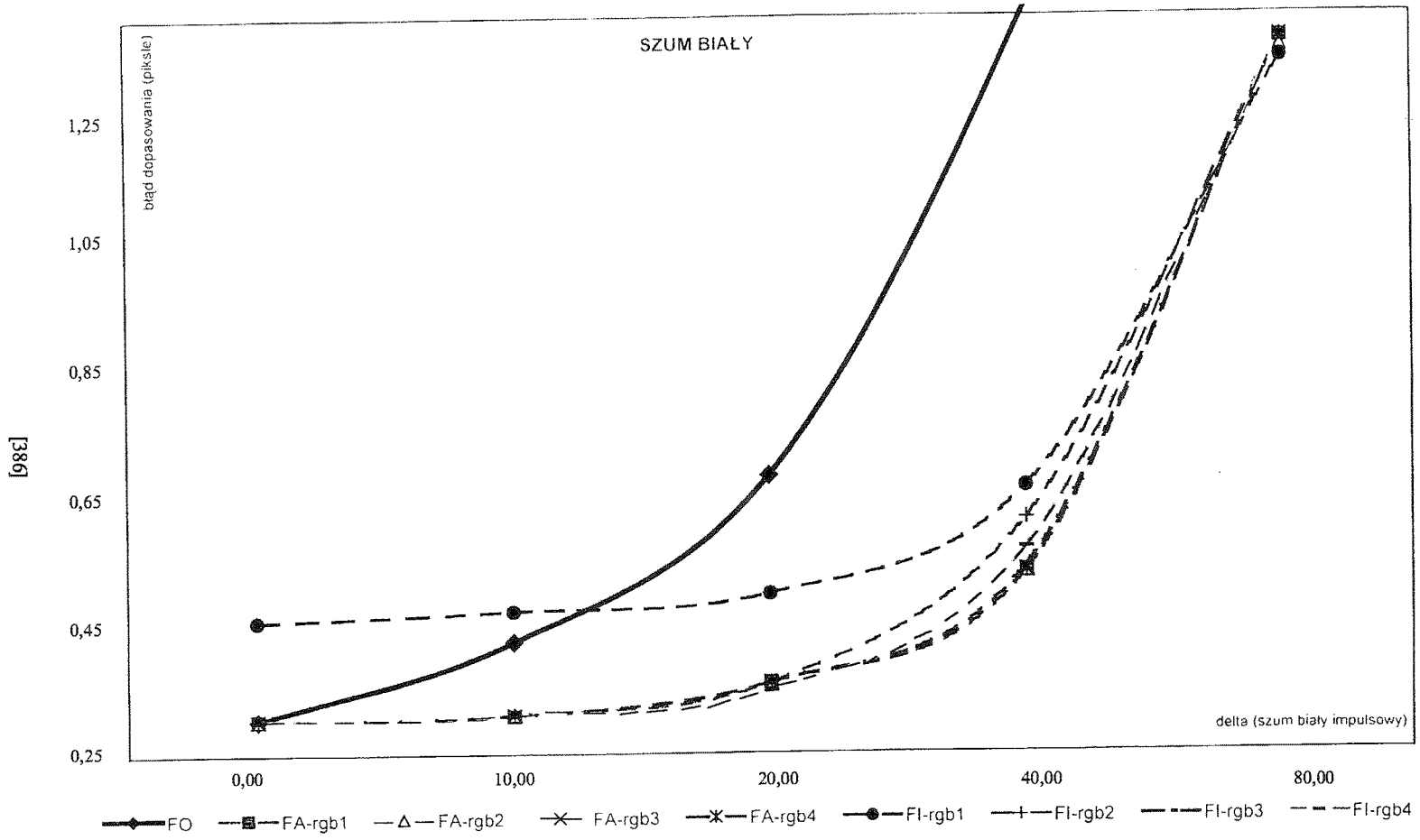

SZUM BIAŁY
2,25


0,24
0,00
10,00
20,00
40,00
80,00
FO
FM
FM-rgb1
FM-rgb2
FM-rgb3
FM-rgb4
FN
FN-rgb

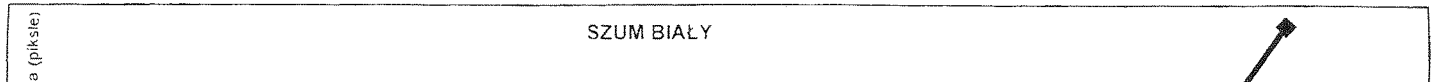
Rys. 6i.

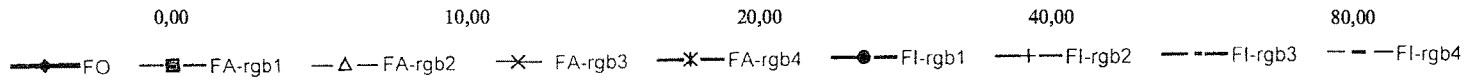

SZUM BIAŁY
błąd dopasowania (piksle)
2,25
1,75
1,25
0,75
0,25
[385]
delta (szum biały impulsowy)
0,00
0,01
0,02
0,05
0,10
FO
FS
FS-rgb1
FS-rgb2
FS-rgb3
FS-rgb4
FW-rgb1
FW-rgb2
FW-rgb3
FW-rgb4

Rys. 6j.

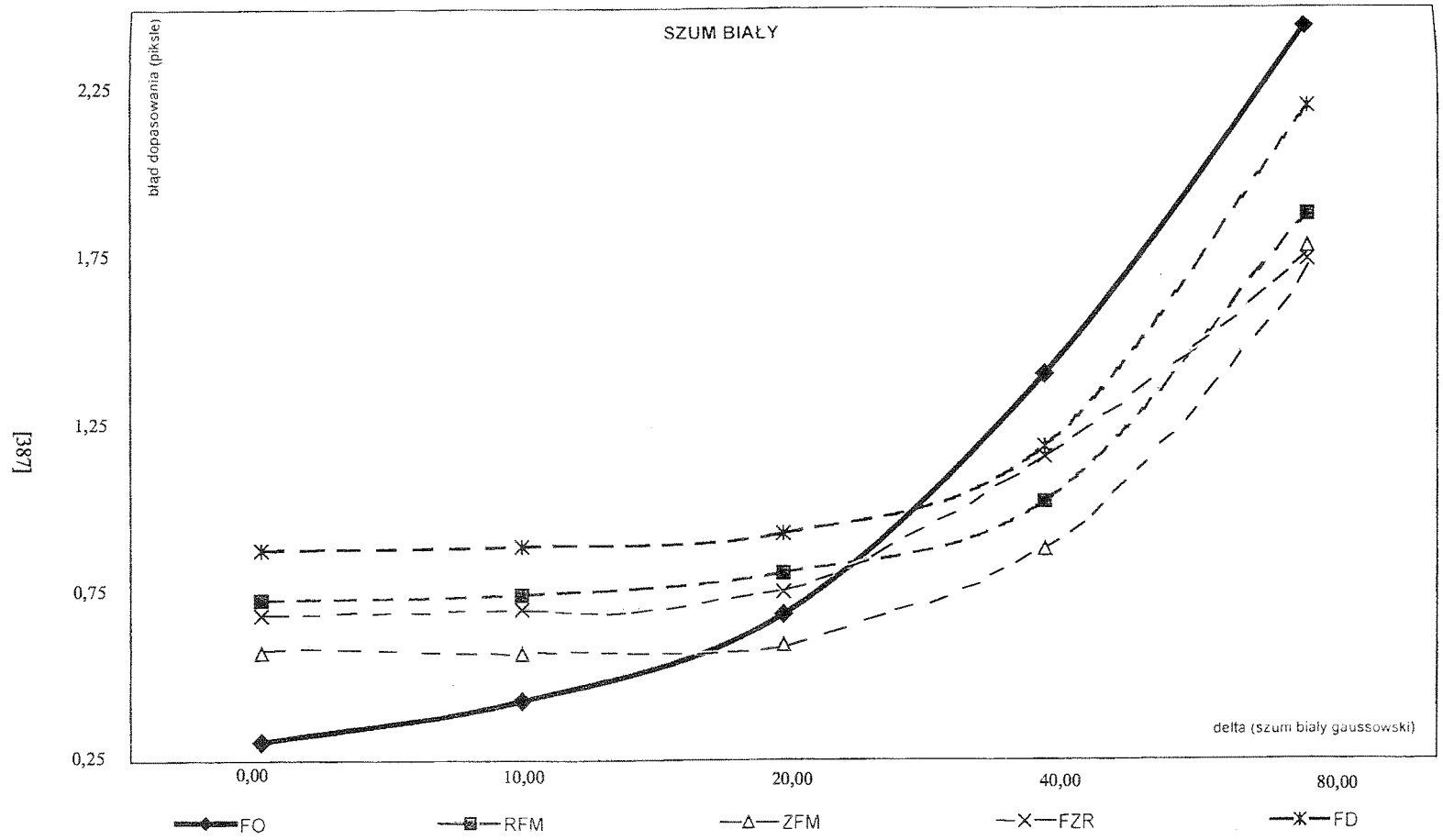

SZUM BIAŁY
błąd dopasowania (piksle)
1,25
1,05
0,85
0,65
0,45
0,25
[386]
delta (szum biały impulsowy)
0,00
10,00
20,00
40,00
80,00
FO
FA-rgb1
FA-rgb2
FA-rgb3
FA-rgb4
FI-rgb1
FI-rgb2
FI-rgb3
FI-rgb4

Rys. 6k.


SZUM BIAŁY


0,00
10,00
20,00
40,00
80,00
FO
FA-rgb1
FA-rgb2
FA-rgb3
FA-rgb4
FI-rgb1
FI-rgb2
FI-rgb3
FI-rgb4

Rys. 6k.


SZUM BIAŁY
błąd dopasowania (piksle)
[387]
2,25
1,75
1,25
0,75
0,25
delta (szum biały gaussowski)
0,00
10,00
20,00
40,00
80,00
FO
RFM
ZFM
FZR
FD

Rys. 6l.

Tablica 1

Porównanie właściwości różnych filtrów

Nazwa filtru	Zależność między filtrem czarno-białym a kolorowym	Najlepsza miara odległości	Poprawa dokładności dopasowania w porównaniu z obrazem niefiltrowanym (szum biały gaussowski)	Poprawa dokładności dopasowania w porównaniu z obrazem niefiltrowanym (szum impulsowy)	Szybkość działania	Uwagi
1	2	3	4	5	6	7
*FILTR LINIOWY wektorowy (FL)	Dokładności porównywalne (szum gaussowski), dokładność filtru wektorowego lepsza o ok. 15% (szum impulsowy)	–	Brak poprawy (pogorszenie dokładności)	Brak poprawy (pogorszenie dokładności)	Przeciętna	Stosowanie filtru nie ma sensu
wersja skalarna		–	j.w.	j.w.	Przeciętna	j.w.
*FILTR MEDIANOWY wektorowy (FM)	Wersja kolorowa filtru daje poprawę dokładności dopasowania o ok. 3–7% jedynie dla szumu gaussowskiego, dla szumu impulsowego oba filtry zachowują się podobnie	D1 (szum gaussowski), D4 (szum impulsowy)	Przy małych mocach szumu dokładność filtru jest ok. 2–2.5 razy gorsza, wzrost mocy szumu powoduje poprawę dokładności filtru i dla dużych mocy szumu jest ona ok. 30–40% lepsza w odniesieniu do przypadku bez filtracji	Podobnie jak dla szumu gaussowskiego, z tym, że maksymalna poprawa nie przekracza ok. 10%	Przeciętna	Zachowuje krawędzie i nie prowadzi do powstawania nowych kolorów na obrazie, odporny na zmiany amplitudy szumu impulsowego.
wersja skalarna	–	–	j.w.	j.w.	Przeciętna	j.w.
FILTR WEKTOROWY WYKORZYSTUJĄCY STATYSTYKI PORZĄDKOWE (FW)	–	D1, D2 (szum gaussowski), D3, D4 (szum impulsowy)	Jak filtr medianowy wektorowy	Jak filtr medianowy wektorowy	Przeciętna	Jak filtr medianowy wektorowy
FILTR ADAPTACYJNY (FA)	–	D1, D2, D3, D4 (szum gaussowski),	Największa poprawa dokładności spośród wszystkich filtrów; dla	Duża poprawa dokładności; dla dużych mocy szumu błędy są 3	Przeciętna	Jeden z 2 najlepszych filtrów

FILTR WEKTOROWY WYKORZYSTUJĄCY STATYSTYKI PORZĄDKOWE (FW)	–	D1, D2 (szum gaussowski), D3, D4 (szum impulsowy)	Jak filtr medianowy wektorowy	Jak filtr medianowy wektorowy	Przeciętna	Jak filtr medianowy wektorowy
FILTR ADAPTACYJNY (FA)	–	D1, D2, D3, D4 (szum gaussowski), D4 (szum impulsowy)	Największa poprawa dokładności spośród wszystkich filtrów; dla dużych mocy szumu błędy są 2 razy mniejsze niż bez stosowania filtracji.	Duża poprawa dokładności; dla dużych mocy szumu błędy są 3 razy mniejsze niż bez stosowania filtracji	Przeciętna	Jeden z 2 najlepszych filtrów
*FILTR NAGAO wektorowy (FN)	Filtr wektorowy dokładniejszy o ok. 5% (szum gaussowski); brak różnicy (szum impulsowy)	–	Jak filtr medianowy wektorowy.	Jak filtr medianowy wektorowy.	Przeciętna	Jak filtr medianowy wektorowy.
wersja skalarna	–	–	Jak filtr medianowy skalarny.	Jak filtr medianowy skalarny.	Przeciętna	Jak filtr medianowy skalarny.
*FILTR K-NAJBLIŻSZYCH SĄSIADÓW wektorowy (FK)	Filtr wektorowy daje poprawę dokładności dopasowania o ok. 5–10% (szum gaussowski), ok. 5% (szum impulsowy)	D1 (szum gaussowski) D4 (szum impulsowy)	Przy małych mocach szumu pogorszenie o ok. 35%; ze wzrostem mocy szumu różnice maleją i dla dużych mocy poprawa dokładności o ok. 25%	Przy małych mocach szumu pogorszenie o ok. 15%; ze wzrostem mocy szumu różnice maleją i dla dużych mocy poprawa dokładności o ok. 25%	Bardzo duża	Odporny na zmiany amplitudy szumu impulsowego.
wersja skalarna	–	–	j.w.		Bardzo duża	–
*FILTR ODWROTNOŚCI GRADIENTU wektorowy (FG)	Różnice w dokładności mniejsze niż 3% dla obudwi wersji filtru.	D1 (szum gaussowski) D4 (szum impulsowy)	Jak filtr K-najbliższych sąsiadów.	Przy małych mocach szumu pogorszenie o ok. 20%; ze wzrostem mocy szumu różnice maleją i dla dużych mocy poprawa dokładności o ok. 25%	Mała	Duże rozbieżności przy stosowaniu różnych metryk
wersja skalarna	–	–	j.w.	j.w.	Mała	–

1	2	3	4	5	6	7
* FILTR ZE ZMODYF. ŚREDNIĄ I PODW. OKNEM wektorowy (FD)	Dokładność filtru wektorowego większa o ok. 5%.	D1 — szum gaussowski. D4 — szum impulsowy.	Jak filtr medianowy wektorowy	Jak filtr K-najbliższych sąsiadów.	Mała	—
wersja skalarna	—	—	Jak filtr medianowy. (wersja skalarna, czarno-biała)	j.w.	Mała	—
* FILTR SIGMA wektorowy (FS)	Różnice dokładności nie przekracza 3%	D2 — szum gaussowski, D4 — szum impulsowy.	Pogorszenie dokładności: 3 krotne dla małych mocy szumu, ok. 20% dla dużych mocy	Jak filtr medianowy wektorowy.	Przeciętna	Stosowanie filtru nie ma sensu
wersja skalarna	—	—	j.w.	j.w.	Przeciętna	j.w.
ROZSZERZONY FILTR MEDIANOWY (RFM)	—	D1 — szum gaussowski,	Jak filtr medianowy wektorowy.	Jak filtr medianowy wektorowy.	Przeciętna	Jak filtr medianowy wektorowy.
FILTR OPARTY O ZBIORY ROZMYTE (FZR)	—	—	Jak filtr medianowy wektorowy.	Jak filtr medianowy wektorowy.	Bardzo mała	Bardzo skomplikowany algorytm, filtr najwolniejszy, mało odporny na zmiany amplitudy szumu impulsowego.
ZMODYFIKOWANY FILTR MEDIANOWY (ZFM)	—	D4	Jak filtr medianowy wektorowy.	Jak filtr medianowy wektorowy.	Przeciętna	Jak filtr medianowy wektorowy.
FILTR SZUMU IMPULSOWEGO (FI)	—	D1, D2, D3, D4 — szum gaussowski, D4 — szum impulsowy.	Jak filtr adaptacyjny.	Najlepszy w całym zakresie mocy szumu impulsowego, dla dużych mocy dokładność jest ponad 3 razy lepsza od dokładności bez filtracji.	Bardzo duża	Jeden z 2 najlepszych filtrów do szumu gaussowskiego, najlepszy filtr dla szumu impulsowego, bardzo odporny na na zmiany amplitudy szumu impulsowego.

3. W
adaptacyj
(FA) była
na 3 krot
mocy szu
(wyjątkien
działania.
4. W
same dwa
sąsiadów
zmiany
opracowa
filtr bardz
szumu, dla

Praca
korelowan
dokładnoś
określonyc
Na pie
możliwość
filtracji we
z niektóry
wektorowe
nięto dla
Właściwie
zakłóceń s
impulsowy

1. U.R. D
& Cyber
2. S.B. A b
for digit
pp. 2—17
3. J. A s t
678—689
4. K.N. P l
22, pp. 19
5. K.N. P l
202—203
6. K.N. P l
Processin

3. W przypadku szumu białego najlepsze rezultaty otrzymano stosując filtr adaptacyjny (FA) i filtr impulsowy (FI). Szybkość działania filtru adaptacyjnego (FA) była przeciętna, ale akceptowalna. Dla dużych mocy szumu filtr pozwalał na 3 krotną redukcję błędu. Podobne wyniki (szczególnie w zakresie większych mocy szumu) uzyskano stosując filtr impulsowy (FI) z metrykami (10 – 12) (wyjątkiem była metryka D_1); ponadto filtr ten charakteryzuje się dużą szybkością działania.

4. W przypadku szumu impulsowego bardzo dobre wyniki uzyskano stosując te same dwa filtry (FA i FI). Niezłe, ale nie tak dobre wyniki dawał filtr K-najbliższych sąsiadów (FK). Wszystkie wymienione filtry wykazywały dobrą odporność na zmiany parametrów szumu impulsowego. Wśród nich najlepsze rezultaty daje opracowany przez autorów filtr szumu impulsowego (FI). Jak wspomniano, jest to filtr bardzo szybki, działający bardzo dobrze w całym zakresie zmian parametrów szumu, dla duzych poziomów szumu pozwala na 2.5...3 krotną redukcję błędu.

4. PODSUMOWANIE

Praca miała odpowiedzieć na dwa zasadnicze pytania: czy uwzględnienie przy korelowaniu sygnałów informacji o kolorze (filtracja wektorowa) pozwala zwiększyć dokładność dopasowania punktów i jakie filtry są najlepsze dla filtracji zakłóceń dla określonych w pracy celów?

Na pierwsze pytanie odpowiedź jest raczej negatywna; wszędzie tam gdzie istniała możliwość porównania filtracji wektorowej i skalarnej dokładność wyników przy filtracji wektorowej była co najwyżej o kilka procent lepsza. Jest to niezgodne z niektórymi publikowanymi ostatnio pracami wskazującymi na zalety filtracji wektorowej. Należy jednak zaznaczyć, że najlepsze wyniki filtracji zakłóceń osiągnięto dla dwóch filtrów wektorowych: adaptacyjnego (FA) i impulsowego (FI). Właściwie jedynie te dwa filtry pracują dobrze dla badanych rodzajów i parameterów zakłóceń szumowych. Szczególnie można polecić opracowany przez autorów filtr impulsowy, który jest prostszy i charakteryzuje się szybszym działaniem.

BIBLIOGRAFIA

1. U.R. Dhond, J.K. Aggrawal: *Structure from stereo — a review*, IEEE Trans. Syst. Man & Cybernetics, Vol. 19, No 6, pp. 1489 – 1510, 1989
2. S.B. Abramson, R.A. Schowengerdt: *Evaluation of edge-preserving smoothing filters for digital image mapping*, ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, 48 (23), pp. 2 – 17, 1993
3. J. Astola, P. Haavisto, Y. Neuvo: *Vector median filters*, Proc. IEEE, Vol. 78, pp. 678 – 689, April 1990
4. K.N. Plataniotis i in.: *Nearest-neighbour multichannel filter*, Electronics Letters, Vol. 31, No 22, pp. 1910 – 1911, October 1995
5. K.N. Plataniotis i in.: *Content based colour image filters*, Electronics Letters, Vol. 33, No 3, pp. 202 – 203, January 1997
6. K.N. Plataniotis i in.: *Adaptive multichannel filters for colour image processing*, Signal Processing: Image communication, Vol. 11, pp. 171 – 177, 1998

7. K. Ostamo, Y. Neuvo: *Vector median operation for colour image processing*. Proceed. SPIE, Vol. 1247, pp. 2–12, 1990
8. K.N. Plataniotis i in.: *Multichannel filters for image processing*, Signal Processing: Image communication, Vol. 9, pp. 143–158, 1997
9. L.W. Chang, J.S. Lee: *A new hardware implementation of fast vector median filters*,. SPIE Proceed, Vol. 2094, pp. 602–612, 1993
10. H.P. Moravec: *Towards automatic visual obstacle avoidance*, Proc. 5th Int. Joint Conf. Artificial Intell., pp. 584, 1977
11. E. Gulch: *Results of test on image matching of ISPRS WG III/4*, ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing, 46, pp. 1–18, 1991

J. SIUZDAK, T. CZARNECKI

FLATERING AND PRECISION OF POINTS MATCHING IN STEREO IMAGES

Summary

There was investigated the precision of points matching in stereo images both colour and monochromatic. A correlation method was applied to the areas containing the points being matched. The influence of noise on the matching errors and the error reduction by vector and scalar filtering was analysed. Obtained results indicate that only small difference exists between precision of matching of colour and monochrome images as well as that only two of several analysed filters are suitable for the precision increase.

Key words: stereo images, image enchancement, vector filtering, median filtering, image processing.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3—4, ss. 393—403

Optymalizacja kompresji informacji w pseudoprzypadkowym testowaniu układów cyfrowych

ANDRZEJ MITAS

Zakład Elektrotechnologii i Elektrotermii
Wydział Inżynierii Materiałowej, Metalurgii i Transportu Politechniki Śląskiej

Otrzymano 1999.06.28
Autoryzowano 1999.12.22

W artykule omówiono zalety wynikające z zastosowania nieliniowych technik kompresji informacji diagnostycznej w testowaniu układów cyfrowych. Kontekst stanowi przypadek pseudoprzypadkowej stymulacji badanych układów, dzięki czemu można przyjąć neutralność warunków doboru techniki kompresji. Dla dalszego uniezależnienia się od struktury badanego układu eksperymenty (symulacje programowe) odniesiono do teoretycznej bazy porównawczej — układów ISCAS. Badane ciągi poddawano kompresji kilkoma metodami, oceniając realną skuteczność dla założonego katalogu symulowanych uszkodzeń.

Drugorzędną rolę pełni w omawianym artykule aspekt teoretycznego prawdopodobieństwa maskowania. Skuteczność jest bowiem wyznaczana z bezpośredniego wskazywania przypadku wykrycia lub niewykrycia aktualnie symulowanego uszkodzenia.

Złożone techniki kompresji przedstawiono w kontekście możliwości zastosowań w układach wyposazonych w ściezkę brzegowa. Wyniki — ciągi testowe z wyjść układów badanych, stanowią składniki ciągu poddawanego dalszym badaniom. Komponowanie pojedynczego ciągu rezultatów z ciągów z poszczególnych wyjść wynika z przesłanek technicznej implementacji badanych metod — konieczności minimalizacji nakładów sprzętowych na układy kompresji.

W artykule nawiązuje się do autorskich, sprzętowo oraz czasowo redundantnych układów multikompresji, wskazując na istotne z użytkowego punktu widzenia skojarzenie łatwości implementacji i wzrostu efektywności badania.

W przedstawionych badaniach porównawczych poszukiwano wpierw stopnia wielomianu zapewniającego w założonych warunkach zupełną skuteczność, a następnie stopnia wielomianu (czyli długości rejestru o zadawalającej skuteczności) w przypadku multikompresji.

Słowa kluczowe: kompresja informacji, maskowanie, techniki diagnostyczne, testowanie pseudoprzypadkowe, układy cyfrowe.

1. WPROWADZENIE

Techniki kompresji informacji mają ogromne znaczenie w testowaniu układów cyfrowych. Nie jest to naturalnie jedyne ich przeznaczenie. Do innych, nie mniej

istotnych obszarów zastosowań należy choćby kompresja informacji stanowiących naturalne bodźce dla człowieka — dźwięk i obraz. Z reguły te informacje, pochodzące z naturalnego środowiska człowieka są równie złożone jak samo środowisko. Zapamiętywanie ich na nośniku w wersji naturalnej byłoby z jednej strony uciążliwe, a z drugiej nieuzasadnione praktycznie. Człowiek bowiem postrzega i „akceptuje" tylko to co chce, bez nadmiernej drobiazgowości. Dlatego w technikach kompresji myśli się zasadniczo o eliminacji tych „zbędnych" szczegółów.

W kompresji informacji analogowej podstawowym celem jest „wygładzenie" drobnych dodatków (w pobieżnym postrzeganiu wręcz niewidocznych lub niesłyszalnych). Mimo tego obraz lub dźwięk jest przez nas odbierany należycie, ponieważ niesie ze sobą właśnie tę pożądaną informację.

Informacja pozyskiwana w środowisku cyfrowym nie jest już tak podatna na minimalizację. W testowaniu układów cyfrowych ciąg odpowiedzi to zestaw stanów logicznych, które w danej realizacji układowej mogą się na wyjściu pojawić. Z reguły zbiór pobudzeń testowych (zestaw stanów podawanych na wejścia w trakcie badania) jest preparowany głównie pod kątem rozróżnialności układu uszkodzonego i układu dobrego. W tym ujęciu poprawny wzorzec testowy to taki, który spowoduje inny stan na co najmniej jednym wyjściu układu wolnego od uszkodzeń w stosunku do stanu tego wyjścia w układzie niesprawnym. Z tego powodu ciąg wyjściowy (lub nawet dla układów wielowyjściowych zbiór takich ciągów) to mniej czy bardziej chaotyczny zestaw znaków. Wyeliminowanie części tych wartości według kryterium mniejszej ich rangi nie jest zatem możliwe. Można jedynie poszukiwać takiego wyznacznika ciągu, który powstaje w jakiś usystematyzowany sposób i ma statystyczne uzasadnienie.

„Markery" diagnostyczne w testowaniu układów cyfrowych, spełniające powyższe warunki, są powszechnie znane — [1], [2], [3], [4]. Z reguły ([4], [5], [6]) porównuje się wstępnie techniki w oparciu o ich cechy statystyczne. Wynika to z częściowo poprawnego rozumowania, iż wobec braku znajomości faktycznej przestrzeni zdarzeń można przyjąć jej zupełność. W kontekście testowania układów cyfrowych chodzi o to, że dla katalogu realnych uszkodzeń układu cyfrowego na wyjściach mogą pojawić się jedynie określone sekwencje informacji. Nie jest możliwe w praktyce uzyskanie na wyjściu badanego układu pełnej przestrzeni ciągów wyników, co jest z kolei podstawowym założeniem wszelkich dyskusji o teoretycznej skuteczności technik kompresji ([3], [4], [8]). Przykładem może ty być choćby generowanie identycznych ciągów z powodu różnych uszkodzeń. Dla układów binarnych S-a-0 na wejściu negatora i S-a-1 na jego wyjściu wywołają zawsze takie same objawy. Z tego wynika, iż niektóre ciągi są „uprzywilejowane". Z drugiej strony nieznajomość katalogu uszkodzeń całkowicie odbiera nam prawo do formułowania wypowiedzi, o tym ile w ogóle oraz jakie ciągi mogą wystąpić na wyjściu.

Można naturalnie przyjąć taki sposób postępowania (zdaniem autora jest to ze wszech miar uzasadnione), by na wstępnych dyskusjach o technikach kompresji uwzględnić wzmiankowane założenia upraszczające. Należy jednak mieć świadomość, że statystyczne rozważania na temat technik kompresji musiałyby być uwarunkowane znajomością przestrzeni ciągów możliwych do wygenerowania w konkretnym układzie cyfrowym przy konkretnym, uzasadnionym praktyką produ-

kcyjną, katalogu uszkodzeń. Takiego komfortu matematycznego z reguły w praktyce badawczej nie spotyka sie. Opierając się na znajomości realnych zagadnień technicznych można byłoby spekulować, że przestrzeń ciągów odpowiedzi ma rozkład normalny, nie jest to jednak w żadnym wypadku założenie upraszczające. W dalszym ciągu nie wiadomo, jakie cechy ciągów wolno swobodnie wyeliminować, a które pozostawić bez utraty „komunikatywności".

Wobec braku wiedzy można jedynie przyjąć pewne sugerowane koncepcje obserwacji i redukcji ciągów wynikowych, jednakże ich zalety można postrzegać jedynie w łatwości implementacji układowej. Najlepszym sposobem badania rzeczywistej skuteczności jest ocena rozróżnialności ciągu błędnego od poprawnego w sytuacji wystąpienia uszkodzenia. Z reguły stosuje się tu symulację programową. Ponieważ zarówno struktury realizacyjne układów cyfrowych jak i typowe „słabe punkty" tych układów stanowią tajemnicę producenta, więc trzeba także i te „zmienne" samodzielnie ustalić. Dla relatywnie sprawiedliwego porównywania rozmaitych koncepcji zaproponowano znane katalogi hipotetycznych układów testowych — ISCAS oraz proponowane w nich uszkodzenia. Złożoność tych układów jest na tyle duża, że wnioskowanie na podstawie analizy ich reakcji na zadawane testy jest statystycznie uzasadnione.

Spośród typowych technik stymulacji na szczególną uwagę zasługują testy generowane pseudoprzypadkowo. Argumentem przemawiającym za tym sposobem stymulacji jest po prostu brak wiedzy. Znajomość możliwości technologicznych i co z tego wynika katalogu realnych uszkodzeń jest bowiem z reguły znikoma. Przyjmowanie w tym miejscu jakiegokolwiek modelu błędów do praktyki nie przystaje, ponieważ zazwyczaj przyjmuje się model skutku a nie przyczyny. Niewątpliwie natomiast obserwuje się, iż pseudoprzypadkowe testy są w pierwszej fazie ich generacji na tyle skuteczne, iż wykrywają znakomitą większość symulowanych uszkodzeń. Wynika to nie tyle z doskonałości tych testów, lecz z faktu, że tzw. większość uszkodzeń w rzeczywistych układach to uszkodzenia typowe, łatwo wykrywalne (istnieje dla nich wiele testów). Szansa zatem, że wśród pobudzeń pseudoprzypadkowych pojawi się takie, które akurat odkrywa nasze analizowane uszkodzenie jest bardzo wysoka.

Z całą pewnością najlepszym rozwiązaniem byłoby użycie systematycznych pobudzeń testowych. W ich przypadku możliwa jest mianowicie optymalizacja zbiorów pobudzeń, nie tylko pod względem zupełności minimalnego zestawu testów, lecz także pod kątem kolejności ich wprowadzania. Rozwijane bezustannie metody wyznaczania testów systematycznych są uzasadnione coraz dokładniejszym poznawaniem typowych przyczyn uszkodzeń w układach cyfrowych. Dotychczas jednak wyznacza się testy systematyczne na podstawie modelu błędów, stanowiących jedynie rezultaty uszkodzeń. Modelowanie skutków jest zdecydowanie łatwiejsze, ponieważ eliminuje wiele niedogodności obliczeniowych. Przy tym uproszczeniu można z powodzeniem opracowywać nowe metody wyznaczania testów. W dalszej kolejności można byłoby te metody stosować już do modelu uszkodzeń lub technologicznie rozpoznanego katalogu uszkodzeń, skutkującego określonymi błędami na wyjściach. Wymaga to jednak znajomości technologii produkcji układów.

Pozostając zatem przy testowaniu wielowyjściowych, przykładowych układów zakłada się, że pobudzenia zadawane równolegle na ich wejście pochodzić będą

z generatorów pseudolosowych. Nie analizuje się tu natomiast efektywności tych generatorów, ponieważ jest to zupełnie oddzielne zagadnienie. W przeprowadzonych badaniach symulacyjnych nie obserwowano natomiast istotnych zależności skuteczności weryfikatorów odpowiedzi od wybranego generatora testów.

1. WARUNKI BADANIA SKUTECZNOŚCI WYKRYWANIA USZKODZEŃ

Analiza probabilistycznych cech stosowanych w testowaniu technik kompresji informacji (maskowanie) wskazuje, że przedziałami niektóre z nich mają przewagę — [6]. Kierując się wartością teoretycznego maskowania można z góry przesądzać o wyższości jednej techniki nad drugą. W kontekście uwag zawartych we wstępnej części artykułu, dotyczących braku wiedzy o realnym katalogu uszkodzeń, z rezerwą należy potraktować tego rodzaju deterministyczne klasyfikacje. Kierując się potrzebą weryfikacji danych teoretycznych wykonano szereg doświadczeń symulacyjnych zorientowanych na ustalenie rzeczywistego wskaźnika wykrywalności modelowanych uszkodzeń przez poszczególne, analizowane techniki kompresji informacji. We wstępie podano, iż przedmiotem badań stały się układy ISCAS, poddawane stymulacji za pomocą stanów wyjściowych generatora pobudzeń pseudoprzypadkowych. Istotną trudność realizacyjną sprawia w takim podejściu transformacja wielu ciągów wynikowych z układu wielowyjściowego do pojedynczego ciągu obserwowanych i ocenianych wyników. W przypadku opisywanych badań nawiązano do struktury układów z brzegową ścieżką obserwacyjną ([8]). Dla pewnej ogólności poszukiwań przyjęto, że pozycję danego wyjścia w rejestrze ścieżki brzegowej określa sam użytkownik. Należy przyjąć, że projektant pobudzeń testowych będzie dysponował wiedzą, w jakiej kolejności do rejestru BSP dołączone są wyprowadzenia. Być może także będzie miał możliwość przyporządkowania kolejnych wyjść badanego układu do kolejnych stopni rejestru ścieżki brzegowej, kierując się zaleceniami dotyczącymi optymalizacji testowania.

W trakcie pracy programu użytkownik w fazie wstępnej deklaruje z klawiatury, na której pozycji ścieżki brzegowej znajduje się dane wyjście układu. Po wprowadzeniu tych danych „ustalony" jest rejestr ścieżki brzegowej. W ramach prac badawczych wielokrotnie (losowo) zmieniano kolejności wyjść „dołączanych" do rejestru ścieżki brzegowej i nie stwierdzono istotnych zmian w obserwowanych zależnościach.

Dzięki zastosowaniu rejestru BSP zestaw „n" ciągów wynikowych jest zamieniany na „n-krotnie" dłuższy pojedynczy ciąg, co pozwala na użycie technik zliczeniowych (z założenia szeregowych). W [9] wyszczególnione zostały techniki multikompresji, polegające na użyciu kilku różnych koncepcyjnie sposobów rozpoznawania odpowiedzi. Poniżej przypomniano w skrócie charakterystyczne cechy tych technik kompresji informacji, ponieważ będą stosowane dalej w badaniach.

Technika liniowa (*AS — signature analysis*) charakteryzuje się stałą wartością prawdopodobieństwa maskowania w całkowitej przestrzeni ciągów, oczywiście przy nieco sztucznym założeniu stałego prawdopodobieństwa przekłamania, o wartości 0.5 na każdej pozycji ciągu. Rozdzielnie stosowane techniki zliczeniowe SC i TC mają bardzo małe maskowanie, jeśli odpowiednie cechy zliczeniowe są nieznacznie od-

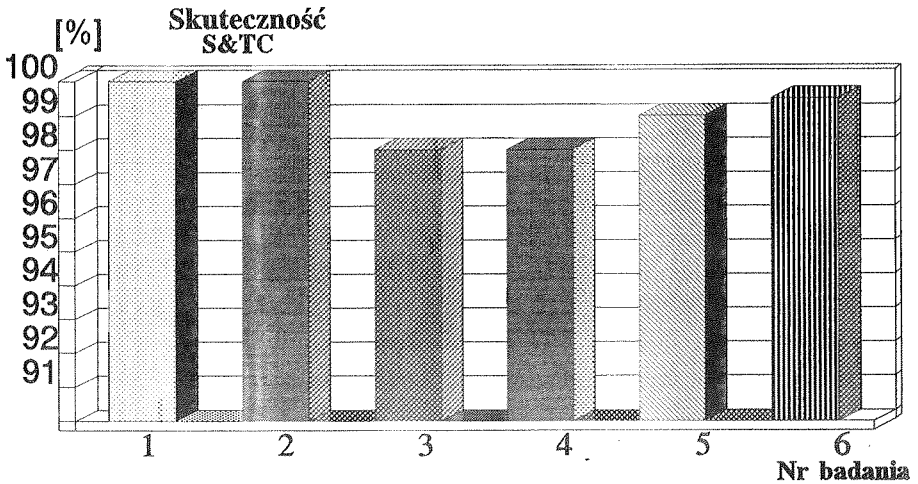
dalone od swoich median ($\approx m/2$, m jest długością ciągu). Przebieg funkcji maskowania jest silnie nieliniowy — [6].

W przypadku wspólnego zastosowania obu technik zliczeniowych (multikompresja S&TC — zliczanie jedynek i przejść) istnieją dodatkowe możliwości redukcji maskowania. W szczególnych przypadkach może bowiem być na przykład tak, że ciąg o przeciętnej liczbie jedynek ma niewielką liczbę przejść (możliwe są także inne warianty).

W dalszych rozważaniach przyjmuje się następujące oznaczenia: m — długość ciągu, t — liczba jedynek, k — liczba przejść. Wyznaczenie teoretycznego maskowania dla techniki równoczesnej kompresji SC i TC w odniesieniu do całkowitej przestrzeni możliwych ciągów (obejmującej 2^m wszystkich m-bitowych ciągów przy założeniu równego prawdopodobieństwa wystąpienia dowolnego ciągu) przedstawiono w [6].

Silnie nieliniowe rozkłady maskowania dla technik zliczeniowych zachęcają do ich stosowania w ocenie wyników testu — do kompresji informacji. Naturalnie techniki te o starszym już rodowodzie ([3], [7]) były przedmiotem licznych badań, tutaj jednak nie cytowanych, ponieważ ukierunkowanych na bardzo ściśle określone modele błędów dla określonych struktur układowych. Z powodu relatywnie małej uniwersalności techniki zliczeniowe ustępują miejsca technikom opartym na dzieleniu wielomianów. Niewątpliwie jednak techniki nieliniowe mają atrybut bardzo klarownej funkcji, zrozumiałej bez skomplikowanych równań iteracyjnych. Poza tym sprzęt konieczny dla ich realizacji jest wyjątkowo prosty i jednorodny (w przeciwieństwie do licznych wersji realizacyjnych dla techniki liniowej — [1]).

Eksperymenty symulacyjne w zakresie badania realnej skuteczności różnych technik kompresji rozpoczęto od wyznaczenia wykrywalności uszkodzeń przy użyciu multikompresji zliczeniowej. Podstawę eksperymentu stanowiły układy ISCAS oraz podane dla nich katalogi uszkodzeń. W celu relatywnego uniezależnienia się od rodzaju sekwencji testującej wykorzystano jako źródło pobudzeń generator liczb pseudoprzypadkowych. W sześciu przykładowych przypadkach (dla uszkodzeń wykrywalnych) otrzymano skuteczności przedstawione graficznie na rysunku 1.

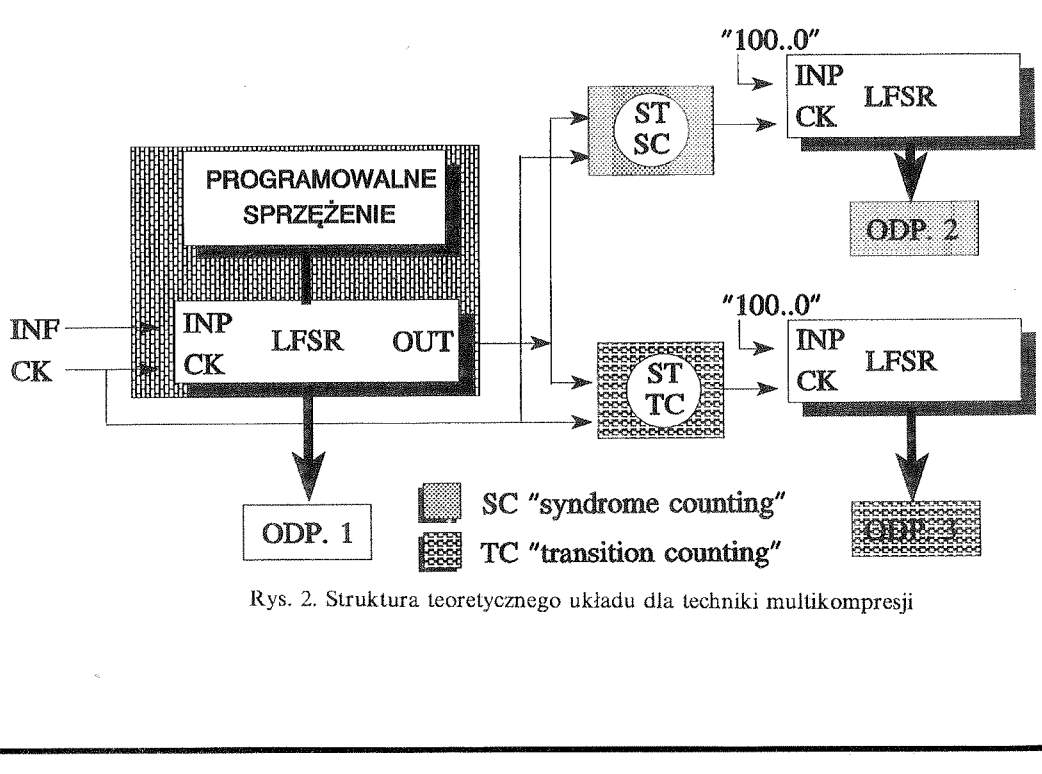


Rys. 1. Przykłady skuteczności zliczeniowej multikompresji

Jedynie w dwóch przypadkach skuteczność wynosi 100%. Dla większości analizowanych przykładów koncepcja S&TC nie zapewnia całkowitej wykrywalności uszkodzeń. Pośrednio wynika to z faktu, że dla układów wielowyjściowych pojedyncze ciągi z poszczególnych wyjść, w których zazwyczaj obserwowano „korzystne" wartości cech zliczeniowych, po połączeniu w rejestrze równoległo-szeregowym ścieżki brzegowej uśredniają wartości k i t (liczby przejść i liczby jedynek w ciągu). Rezultatem jest wówczas obniżenie skuteczności z powodu „maskującego" wzajemnego wpływu ciągów wynikowych.

Z czysto pragmatycznego rozumowania wynika, że połączenie technik różniących się rozkładem prawdopodobieństwa maskowania pozwala przedziałami minimalizować (znacznie) ryzyko błędnej oceny. Jeśli maskowanie dla techniki liniowej jest stałe w przestrzeni ciągów, a technika S&TC ma bardzo silną nieliniowość, przy czym dla średnich wartości cech zliczeniowych jest niekorzystna (technika liniowa ma wówczas lepsze właściwości probabilistyczne), to należy spodziewać się, że nawzajem techniki te istotnie się uzupełniają.

Przedstawiony w literaturze [6] sposób wyznaczenia maskowania dla techniki multikompresji S&TCAS (złożenie analizy sygnatury oraz zliczania przejść i jedynek) zakłada, że ciąg wynikowy (na wyjściu szeregowanego rejestru ścieżki) poddawany jest wstępnej kompresji liniowej. Po wyeliminowaniu „n" wyrazów ciągu (gdzie „n" jest liczbą stopni rejestru) pozostałą część poddaje się kompresji zliczeniowej. Taka metodyka działania ma swoje źródło w niezależności zdarzeń — [6], dzięki czemu można łatwo wyznaczyć maskowanie. Ten sposób badania można jeszcze dodatkowo uprościć w technicznej realizacji. Ponieważ cechy zliczeniowe są badane w odniesieniu do skomponowanego w rejestrze BSP ciągu sumarycznego, więc już i tak zatracają się



Rys. 2. Struktura teoretycznego układu dla techniki multikompresji

w nim indywidualne cechy zliczeniowe ciągów składowych. Można więc przyjąć, że ciąg sumaryczny z BSP poddany jest „kodowaniu" — przejściu przez rejestr liniowy. Ten ciąg ilorazu jest naturalnie wzajemnie jednoznacznym odwzorowaniem ciągu wejściowego. Następnie ten wielomianowy iloraz podlega współbieżnej kompresji zliczeniowej. Schematycznie omawiany sposób multikompresji zliczeniowej S&TCAS przedstawia rysunek 2. Dla ujednolicenia struktury sprzętu można przyjąć, iż rolę liczników zdarzeń pełnić będą rejestry liniowe, skonfigurowane jako rejestry liczące — [9]. Takty tych rejestrów (rys. 2) są selekcjonowane przez układy bramkujące (ST/TC i ST/SC) jedynie w chwili występowania poszukiwanych zdarzeń binarnych. W efekcie po wykonaniu testu rejestr jest w stanie znamiennym dla określonej liczby jedynek — dla techniki SC lub przejść — dla techniki TC. Rozkodowanie liczby zdarzeń ze wskazań liczników nie jest naturalnie konieczne, ponieważ interesuje nas jedynie zgodność wyniku z wzorcem, a nie jego bezwzględna postać.

Potrójna technika kompresji informacji nie tylko prowadzi do obniżenia ryzyka maskowania, przede wszystkim jednak stanowi połączenie jakościowo różnych koncepcji wyodrębniania cech rozpoznawczych. Analiza probabilistyczna techniki multikompresji ([9]) jest punktem startowym dla badań symulacyjnych dotyczących jej detekcyjnych właściwości.

2. WYBÓR WIELOMIANU SPRZĘŻENIA DLA REJESTRU LINIOWEGO

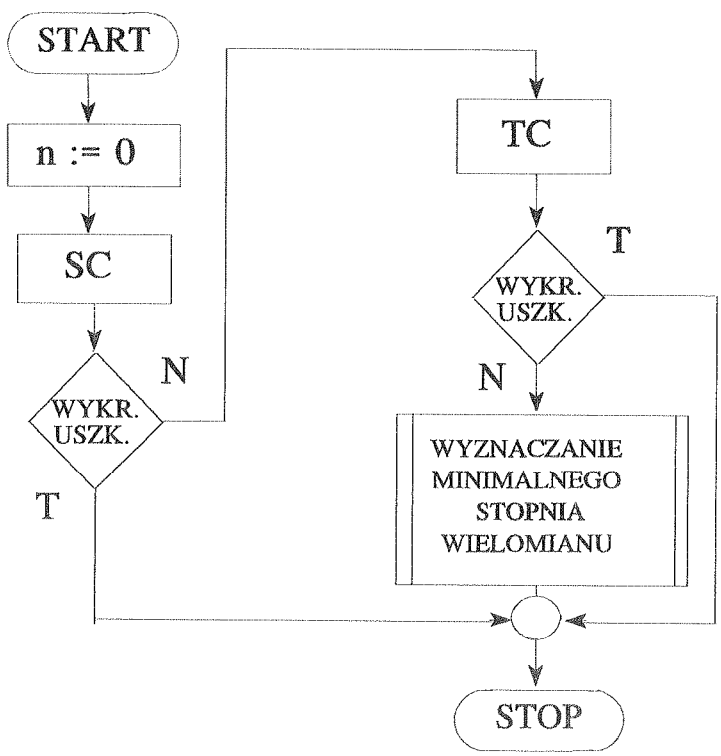
Techniki zliczeniowe charakteryzują się stałą strukturą układu kompresji. Wpływ na detekcyjność można ewentualnie osiągnąć poprzez podział ciągu na części i wielokrotne badanie zliczeniowe (duży wzrost ilości informacji). W odniesieniu do techniki liniowej możliwości są zdecydowanie większe, ponieważ drogą zmiany wielomianu sprzężenia zwrotnego można osiągnąć pełną wykrywalność zadanego katalogu uszkodzeń. Zagadnienie to stanowi punkt ciężkości wielu ważnych prac badawczych, zorientowanych jednakże na detekcję lub możliwości korekcji przekłamań występujących w teletransmisji. Ten obszar prac ma swoją specyfikę, inną jednakże od dziedziny testowania przy zastosowaniu techniki kompresji. W teletransmisji przyczyną przekłamań w kanale telekomunikacyjnym jest bowiem z reguły przemijające zakłócenie, którego moment wystąpienia, czas trwania i intensywność jest nieprzewidywalna. W testowaniu układów cyfrowych uszkodzenie katastroficzne przekłada się deterministycznie na ciąg błędów. Próba przeniesienia właściwości detekcyjnych kodów stosowanych w teletransmisji do testowania (np. wykrywanie paczek błędów o określonej długości) bez analizy struktury badanego układu, wspartej statystyką uszkodzeń, znamienną dla danego procesu technologicznego wytwarzania układu, jest co najmniej wątpliwa. Z drugiej jednak strony można oceniać detekcyjne właściwości rejestru liniowego dla danego wielomianu sprzężenia zwrotnego. Należy przypuszczać, że realne są uszkodzenia, które danym rejestrem (o danej konfiguracji) nie są wykrywalne. Wówczas jednakże w przypadku techniki liniowej, przeciwnie niż dla technik zliczeniowych, istnieje ta komfortowa możliwość zmiany wielomianu sprzężenia zwrotnego w celu znalezienia rejestru poprawnie

wykrywającego zadane uszkodzenie. Programowanie sprzężenia nie jest zadaniem skomplikowanym, więc można rozważać strukturę liniowego kompresora, w którym sprzężenie będzie dobierane dla zadanego katalogu uszkodzeń.

W oparciu o doświadczalną bazę wyników symulacyjnych pseudoprzypadkowego testowania układów ISCAS (wyniki uporządkowane do postaci szeregowej) zrealizowano eksperyment. Dla zadanego zbioru uszkodzeń poszukiwano wielomiany „korzystne", tzn. takie, które zapewniają pełną wykrywalność zadanych uszkodzeń. Określenie tych wielomianów ma sugerować ich szczególną przydatność. W tym przypadku zaniechano analizy wielomianów pod kątem ich właściwości detekcyjnych. Przyjęto mianowicie, że drugorzędną rolę pełni to, czy wielomian jest pierwszy (w szczególności nawet pierwotny) czy też ma swoje podzielniki w postaci wielomianów niższego stopnia. Najważniejszym aspektem jest wykrywalność zadanego katalogu uszkodzeń.

Badanie realizowano dwuetapowo:

1. wyznaczanie minimalnego stopnia wielomianu, który zapewnia wykrycie wszystkich uszkodzeń,
2. multikompresja S&TCAS w kolejności:
   a) techniki zliczeniowe
   b) wyznaczanie wielomianu dla pozostałych uszkodzeń (jeśli takie pozostały).

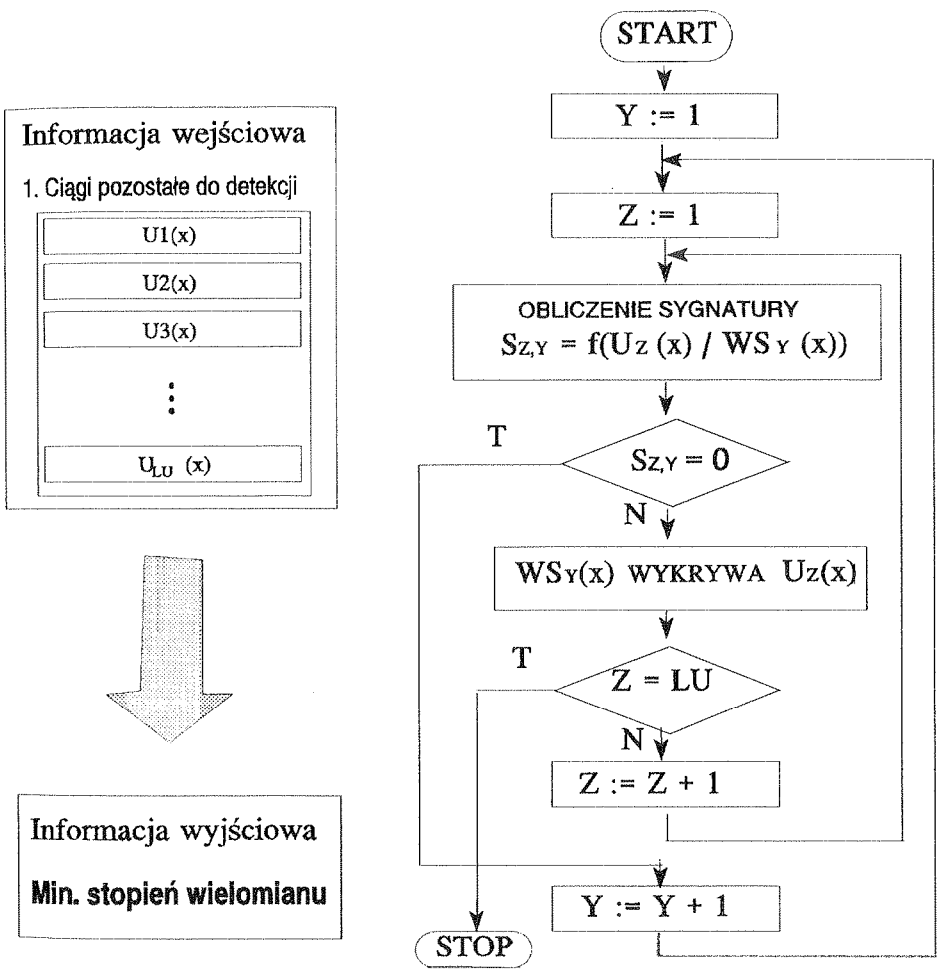


Rys. 3. Blokowy schemat realizacji eksperymentu

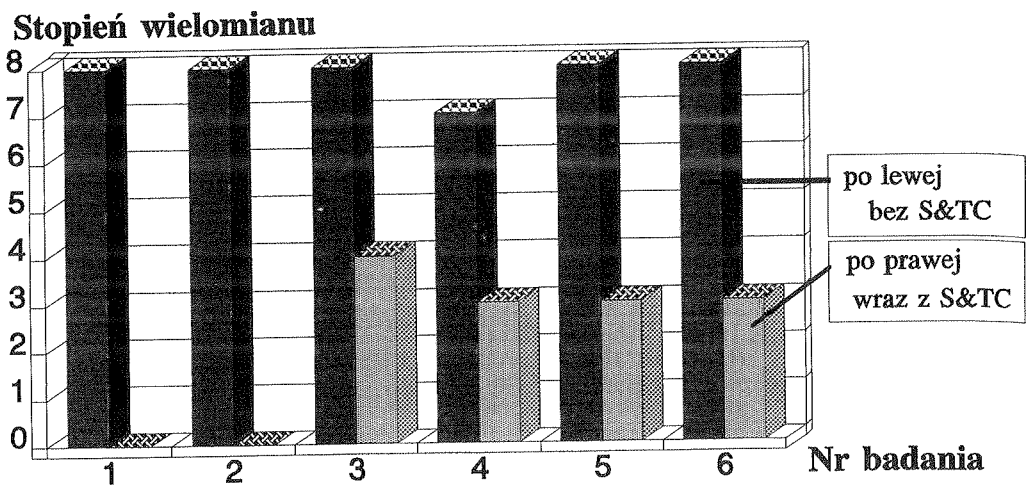
Przebieg doświadczenia ilustruje schematycznie rysunek 3. Przyjęto tu, że w przypadku, gdy kolejna technika zliczeniowa wykryje pozostałe, nie wykryte uszkodzenia, wówczas stopień wielomianu wynosi „$n=0$", co oznacza po prostu, że rejestr liniowy dla danego przypadku jest zbędny, ponieważ multikompresja S&TC jest całkowicie skuteczna.

W eksperymencie przyjęto, że wielomiany sprzężenia zwrotnego są poszukiwane dla „pozostałych" uszkodzeń, tych dla których techniki zliczeniowe były nieskuteczne. Algorytm poszukiwania zbioru takich wielomianów dla zadanej, maksymalnej długości rejestru przedstawia rysunek 4. Przebieg obliczeń kończy się, gdy zostanie znaleziony wielomian wykrywający wszystkie pozostałe uszkodzenia.

Wyniki opisywanego eksperymentu ujęto w postaci graficznej — rys. 5. Na wykresie tym wyraźnie widoczna jest zasadnicza różnica między minimalnym



Rys. 4. Schemat blokowy algorytmu wyznaczania minimalnego stopnia wielomianu



Rys. 5. Porównanie minimalnego stopnia wielomianu bez technik zliczeniowych oraz z technikami zliczeniowymi

stopniem wielomianu sprzężenia zwrotnego, koniecznym dla pełnej detekcji wszystkich uszkodzeń dla obu badnych przypadków. Po lewej stronie sa kolumny odpowiadające wyłącznej kompresji liniowej. Stopień wielomianu, czyli długość rejestru jest obiektywnie niewielka (7—8 przerzutników). Jednakże po wstępnym zastosowaniu technik zliczeniowych (które można, jak wiadomo, zrealizować za pomocą tego samego rejestru — [9]), długość rejestru liniowego drastycznie spada lub rejestr ten nawet w dwóch przypadkach staje się zbędny.

WNIOSKI

Multikompresja polegająca na użyciu kilku różnych technik kompresji informacji ma istotne zalety. Może z powodzeniem być stosowana w układach z brzegową ścieżką obserwacyjno-sterującą, ponieważ ocenie podlegają dane przesyłane szeregowo. W zależności od wersji rozwiązania może jedynie koniecznym być wielokrotny obieg testu, jeśli kolejne techniki kompresji realizuje ten sam, reprogramowalny, układ.

Zastosowanie technik zliczeniowych ma istotny wpływ redukcyjny na teoretyczne maskowanie, zwłaszcza w przypadku ekstremalnych wartości cech zliczeniowych ciągu poprawnego. Jeśli więc brak jest danych dotyczących statystyki uszkodzeń, wówczas probabilistyczne cechy multikompresji stanowią motywację do jej stosowania — [6].

Z punktu widzenia przeprowadzonych doświadczeń symulacyjnych najważniejszym wynikiem jest obniżenie stopnia wielomianu sprzężenia zwrotnego rejestru kompresji liniowej po zastosowaniu multikompresji zliczeniowej. Tendencja ta jest na tyle jednoznaczna dla wszystkich analizowanych przypadków, że można przypuszczać, iż również przy braku informacji o katalogu możliwych uszkodzeń zastosowanie multikompresji nieliniowej poprawi wykrywalność uszkodzeń.

BIBLIOGRAFIA

1. A. Hławiczka: *The survey on signature testing methods.* Proc. of 9th Int. FTSD Conf. (FTSD=Fault-Tolerant Systems and Diagnostics), Brno, 1986.
2. H.J. Wunderlich: *Hochintegrierte Schaltungen: Prüfgerechter Entwurf und Test.* Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 1991.
3. J.P. Hayes: *Transition count testing of combinational logic circuits.* IEEE Trans. on Computers, C-25 (6), pp. 613–620, 1976
4. J.P. Robinson, N.R. Saxena: *A unified view of test compression methods.* IEEE Trans. on Computers, C-36 (1), pp. 94–99, 1987
5. A. Mitas: *How to increase the effectiveness of digital system testing by application of nonlinear compression techniques.* XII Int. FTSD Conf., Praha, 1989
6. A. Mitas: *Zwiększanie skuteczności wykrywania uszkodzeń przez zastosowanie różnych (nieliniowych) technik kompresji informacji.* Prace Instytutu Podstaw Informatyki Polskiej Akademii Nauk, Zeszyt 659, Warszawa, 1989
7. J. Savir: *Syndrome-testable design of combinational circuits.* IEEE Trans. on Computers, C-26 (6), pp. 442–451, 1980
8. R.P. van Riessen i in.: *Design and implementing, an architecture with boundary scan.* IEEE Design & Test, pp. 9–19, February, 1990
9. A. Mitas: *Optymalizacja kompresji informacji w testowaniu układów ze ścieżką brzegową.* Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, Z. 3, ss. 307–316, 1998

A. MITAS

OPTIMISATION OF INFORMATION COMPRESSION IN PSEUDO-RANDOM TESTING OF DIGITAL CIRCUITS

Summary

In the paper there are presented some advantages of non-linear diagnostic information compression techniques using for digital systems testing. The analysed case is connected with a pseudo-random stimulation of the unit under test, therefore the starting point for choose of the compression technique is neutral. For the independency of the structure of the unit under test experiments (programmatic simulations) have been related to some theoretical base — ISCAS circuits. The achieved streams have been compressed with several methods and the methods efficiency has been compared for simulated faults set.

The secondary role plays in the paper the aspect of the theoretical probability of masking. The efficiency is just obtained by direct detecting or not detecting the simulated fault.

Some complicated compression techniques have been presented for applications within systems with a boundary path. Results — response streams, obtained from outputs of the tested circuit, are the parts of the finally compressed stream. The composing of a resulting sequence from the output streams is connected with the necessity of hardware costs minimisation.

In the paper there are recalled earlier author's hardware and time redundant systems of multi-compression, pointing to some important for applications associations and efficiency increase.

In the presented comparative research there are searched, first a range of polynomial that gives absolutely efficiency, and then a range of polynomial (length of a register that has got good efficiency) for multi-compression.

Key words: aliasing, diagnostic techniques, digital circuits, information compressoin, pseudo-random testing.

nie
poz
będ
łatw
nie
wys
mo
ukł
neu
Por
nyc
neu
no

Słow
aku

Rozp
plikowan
ważaną d
wyliczony
Natomias
konwersji
obrazu sy
bezpośred
Zastosow

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 405–417

Rozpoznawanie mowy patologicznej na podstawie obrazów głosek szumowych

MARCIN KAPUSTA, MIROSŁAW GAJER, ADEL SHOMALI

Akademia Górniczo-Hutnicza im. S. Staszica w Krakowie

Otrzymano 1999.07.28
Autoryzowano 1999.12.21

Sygnał mowy posiada bardzo skomplikowaną naturę, która sprawia że jego zobrazowanie oraz dalsza analiza bez operacji wstępnego przetworzenia są trudne i nie zawsze przynoszą pożądane efekty. W wielu pracach sygnał mowy przedstawiany jest w postaci wideogramów, będących wykresami czasowo-częstotliwościowymi, jednakże analiza tych obrazów nie jest łatwa ze względu na ich trudną interpretację. W pracy niniejszej zaproponowano wykorzystanie sieci neuronowej Kohonena do generacji obrazów sygnałów mowy patologicznej, występującej u dzieci z rozszczepem podniebienia. Opisano sposób przekształcenia sygnału mowy do postaci macierzy widm chwilowych, stanowiącej zbiór danych wejściowych dla układu sieci neuronowej Kohonena. Następnie omówiono metodę generacji obrazu przez sieć neuronową oraz zaprezentowano przykładowe obrazy pozyskanych sygnałów mowy. Ponadto zaproponowano metodę identyfikacji mowy patologicznej na podstawie otrzymanych obrazów, opierającą się na pomiarze całkowitej długości linii łączącej zwycięskie neurony. Otrzymane dla poszczególnych głosek rezultaty pomiarow długości linii zobrazowano w postaci wykresów.

Słowa kluczowe: sieci neuronowe Kohonena, wizualizacja i rozpoznawanie sygnałów akustycznych, mowa patologiczna.

1. WSTĘP

Rozpoznawanie mowy jest bardzo złożonym procesem ze względu na skomplikowaną strukturę sygnału mowy. We wcześniejszych pracach związanych z rozważaną dziedziną rozpoznawania analizie poddawane były parametry o wartościach wyliczonych bezpośrednio z zarejestrowanego sygnału akustycznego [2, 5, 7, 8]. Natomiast w pracy niniejszej zaproponowano nowatorskie podejście, polegające na konwersji sygnału akustycznego do postaci graficznej, a następnie analizowaniu obrazu sygnału w tej postaci. Zatem procesowi rozpoznawania nie jest poddawany bezpośrednio sygnał akustyczny, lecz odpowiadający mu dwuwymiarowy obraz [10]. Zastosowanie takiego podejścia dało znacznie lepsze rezultaty rozpoznawania od

opublikowanych we wcześniejszych pracach, gdzie badaniu poddawano parametry wydobyte bezpośrednio z sygnału akustycznego.

W artykule zaproponowano metodę pozwalającą na przekształcenie wyizolowanych fragmentów sygnału mowy (głosek) w dwuwymiarowy obraz. Sygnał akustyczny wymaga wcześniejszej konwersji do postaci czasowo-częstotliwościowej [5], która to postać, za pomocą sieci neuronowej, zamieniana jest na dwuwymiarowy obraz. Przykładowe obrazy wygenerowano dla wypowiedzi patologicznych dzieci z rozszczepieniem podniebienia. W artykule pokazano, że obrazy takie mogą stanowić dane wejściowe dla kolejnego etapu przetwarzania sygnału. Następnie w oparciu o wygenerowane przy użyciu sieci neuronowej obrazy zaproponowano metodę rozpoznawania mowy patologicznej. Przeprowadzone badania wykazały, że zaproponowana metoda pozwala na skuteczne oddzielenie wypowiedzi patologicznych od wzorcowych.

2. POZYSKANIE SYGNAŁU MOWY

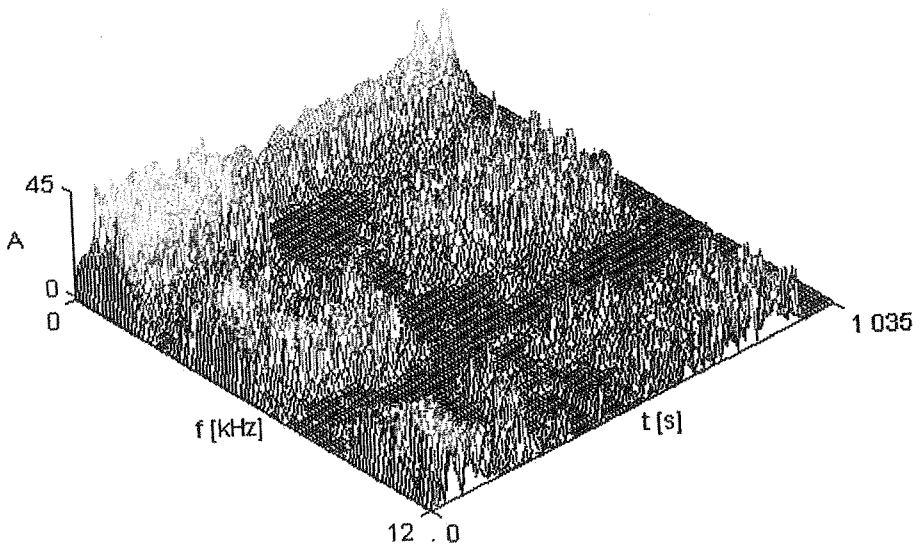
Przed rozpoczęciem eksperymentów związanych z rozpoznawaniem mowy patologicznej, należało pozyskać odpowiedni materiał badawczy. Autorzy niniejszego artykułu skorzystali z wyników pracy specjalistów z Katedry Wibroakustyki Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie, którzy dysponowali wszelkimi potrzebnymi środkami technicznymi do realizacji powyższego zadania. Poniżej zamieszczono pewne szczegóły dotyczące realizacji procesu pozyskania sygnałów rozpoznawanych w dalszej części artykułu. Rejestrację sygnałów mowy dokonano w komorze bezechowej o objętości 1051 metrów sześciennych, w której poziom szumów w paśmie powyżej 50 Hz nie przekraczał zera decybeli. Nagrania dokonano za pomocą mikrofonu, którego dynamika wynosiła od 22 do 160 dB, dla zakresu częstotliwości 4 Hz do 40 kHz i przy nierównomierności jego charakterystyki 2 dB. Sygnał z wyjścia mikrofonu był rejestrowany poprzez przedwzmacniacz na rejestratorze magnetycznym w postaci czasowych przebiegów napięcia. Rejestrator zapewniał pasmo przenoszenia od 25 Hz do 20 kHz, nierównomierność charakterystyki 1 dB i dynamikę nie mniejszą niż 50 dB. Zarejestrowany na taśmie magnetycznej sygnał odtworzono następnie przy pięciokrotnie mniejszej prędkości przesuwu taśmy niż podczas procesu rejestracji sygnału. Celem tej operacji było uzyskanie pięciokrotnej transformacji czasowej i częstotliwościowej, niezbędnej dla pełnego wykorzystania zastosowanego w badaniach analizatora pasmowego. Następnie sygnał poddano preemfazie przy pomocy filtru górnoprzepustowego RC o tłumieniu 5 dB na oktawę, w zakresie częstotliwości 25 Hz do 1400 Hz. W sygnale pierwotnym odpowiada to częstotliwościom z przedziału od 125 Hz do 7000 Hz. Celem tej operacji było uwydatnienie w sygnale składowych o wyższych częstotliwościach. Po filtracji sygnał poddano wzmocnieniu do poziomu niezbędnego do pełnego wysterowania analizatora. Tak przekształcony sygnał podano na wejście wąskopasmowego analizatora w celu pomiaru dynamicznego widma amplitudowo-częstotliwościowego. W wyniku powyższej analizy otrzymano widmo sygnału w paśmie od 125 Hz do 12 kHz, przy szerokości pasma filtrów analizujących równej 125 Hz, z krokiem próbkowania około 9 ms. Nagrane i przetworzone wypowiedzi zapisano w postaci macierzy widm

chwilowych o 96 kolumnach i liczbie wierszy, będącej długością wypowiedzi podzielonej przez szerokość okna (9 ms). Zarejestrowany sygnał mowy w postaci dwuwymiarowej macierzy widm chwilowych zobrazowano w postaci wideogramów, a następnie wyizolowano te fragmenty sygnału, które odpowiadały pojedynczym głoskom szumowym „s" i „sz" [7, 14]. Każdy taki fragment został zapisany w postaci oddzielnej macierzy widm chwilowych, reprezentujących pojedyncze głoski.

3. GRAFICZNA POSTAĆ SYGNAŁU

Sygnały przetworzone i zapisane w powyższej postaci są zazwyczaj przedstawiane przy pomocy wideogramów [1, 12]. Wideogramy są wykresami trójwymiarowymi, w których jedna oś reprezentuje czas, a druga częstotliwość, natomiast amplitudę sygnału reprezentuje wysokość wykresu. Na rysunku 1 przedstawiono przykładowy wideogram sygnału mowy, reprezentujący słowo „goni". Przedstawienie takiego wykresu na płaszczyźnie dwuwymiarowej nie zawsze jest czytelne. Ponadto sama struktura wideogramu nie zawsze pozwala na łatwą analizę sygnału.

Omówione powyżej mankamenty wideogramów, obrazujących sygnał mowy, skłoniły autorów do poszukiwania nowej, bardziej efektywnej metody obrazowania sygnałów akustycznych. W tym celu postanowiono wykorzystać sieć neuronową do przetworzenia do postaci dwuwymiarowego obrazu zmierzonych, w kolejnych momenrtach czasowych, wartości reprezentujących sygnał akustyczny. Przy zastosowaniu sieci neuronowych do rozpoznawania i klasyfikowania sygnałów akustycznych niezwykle ważnym zagadnieniem jest odpowiedni wybór rodzaju i struktury sieci [3, 4, 6, 9]. Dokonanie na tym etapie błędnego wyboru może być przyczyną znacznych trudności i niepowodzeń w procesie poprawnego rozpoznawania sygnałów przez sieć. Możliwości w tym względzie jest wiele, ostatecznie jednak zdecydowano się na wybór sieci Kohonena. Za trafnością dokonanego wyboru przemawiało kilka przesłanek. Po pierwsze sieć Kohonena jest siecią samouczącą, co w znacznym stopniu ułatwia przygotowanie zbioru treningowego. Jest to wielka zaleta we wszelkiego rodzaju przypadkach, w których prawidłowa odpowiedź sieci nie jest z góry znana. Po drugie sieć taka może zostać zorganizowana w postaci macierzy dwuwymiarowej. Postać taka bardzo ułatwia generowanie obrazów na podstawie odpowiedzi sieci. Ponadto sieć neuronowa Kohonena pozwala na wprowadzenie tzw. pojęcia sąsiedztwa, dzięki czemu sygnały o podobnych parametrach rozpoznawane są przez sąsiednie neurony (znajdujące się w pewnym podobszarze sieci). Oczekiwano, że właśnie dzięki wprowadzeniu w sieci Kohonena sąsiedztwa, wzorcowe sygnały mowy (a zatem podobne) będą rozpoznawane przez pewną grupę sąsiadujących ze sobą neuronów, w przeciwieństwie do sygnałów odpowiadających mowie patologicznej, na które (w większości przypadków) reagowały będą także neurony pozostałe. Równie istotnym zagadnieniem jest dobór odpowiedniej wielkości sieci. Przy za małej ilości neuronów sieć może dokonać zbytniego uogólnienia sygnałów, co może prowadzić do nie rozróżniania kategorii o relatywnie wysokim stopniu wzajemnego podobieństwa. Natomiast zastosowanie zbyt dużej liczby neuronów powoduje wystąpienie tendencji uczenia się przez sieć wzorców na pamięć. Sytuacja taka może



Rys. 1. Wideogram wypowiedzi wzorcowej słowa „goni"

spowodować zaklasyfikowanie dwóch w miarę podobnych sygnałów do różnych kategorii. W pracy niniejszej przeprowadzono badania, mające na celu wyznaczenie optymalnej liczby neuronów potrzebnych do prawidłowego rozwiązania postawionego zadania. Kolejnym argumentem przemawiającym za zastosowaniem sieci Kohonena jest fakt, że w sieci takiej tylko jeden neuron jest zwycięzcą (posiada największą wartość sygnału wyjściowego), co ma zasadnicze znaczenie podczas procesu generowania obrazu.

Biorąc pod uwagę powyższe spostrzeżenia zdecydowano się na zastosowanie sieci Kohonena złożonej z neuronów posiadających 96 wejść, realizujących następującą formułę:

$$y_n = \sum_{i=1}^{96} x_i w_i \tag{1}$$

gdzie: y_n reprezentuje sygnał wyjściowy n-tego neuronu, x_i jest i-tą składową sygnału wejściowego, natomiast w_i jest i-tą wagą neuronu.

Wagi neuronu są modyfikowane w procesie treningu zgodnie z następującą regułą:

$$w_i^{(j+1)} = w_i^{(j)} + \eta(x_i - w_i^{(j)}) \tag{2}$$

gdzie: η oznacza współczynnik uczenia sieci (determinujący szybkość treningu). Górne indeksy przy współczynnikach wagowych oznaczają numery kroków w procesie treningu.

Na uwagę zasługuje fakt, iż jak już wspomniano wcześniej, w sieciach Kohonena tylko jeden neuron jest zwycięzcą i tylko on podlega procesowi modyfikacji wag. Neuron ten wybierany jest w następujący sposób:

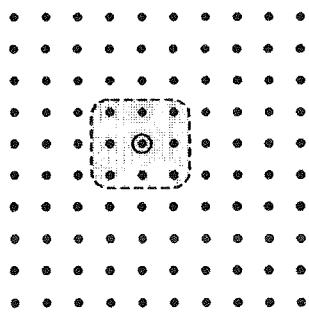
$$n = \arg\max_i(y_i) \tag{3}$$

W sieciach z wprowadzoną topologią dodatkowo poprawiane są współczynniki wag neuronów będących „sąsiadami" neuronu zwycięskiego. Pojęcie sąsiedztwa może być definiowane w kategoriach pewnej metryki odległości wprowadzonej w dwuwymiarowej strukturze sieci. Poprawa współczynników wagowych neuronów sąsiednich odbywa się w sposób bardziej subtelny niż uczenie neuronu zwycięskiego:

$$w_i^{(j+1)} = w_i^{(j)} + h\eta(x_i - w_i^{(j)}) \tag{4}$$

gdzie: h jest współczynnikiem determinującym szybkość uczenia neuronów sąsiednich.

Jako neurony sąsiednie autorzy przyjęli 8 neuronów leżących w bezpośrednim sąsiedztwie neuronu zwycięskiego, co pokazano na rysunku 2.

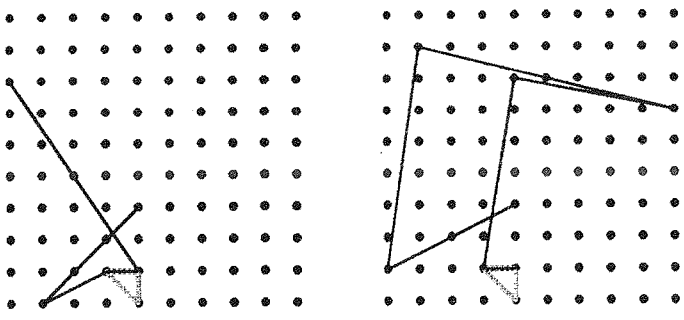


Rys. 2. Sąsiedztwo w sieci Kohonena

Dla współczynników determinujących szybkość uczenia neuronów sieci przyjęto następujące wartości:

- $\eta = 0.1$
- $h = 0.5$

Spośród wszystkich sygnałów odpowiadających zarejestrowanym głoskom wyodrębniono sygnały wzorcowe, które posłużyły do utworzenia zbioru treningowego sieci. Poszczególne wiersze wszystkich macierzy zarejestrowanych wzorcowych sygnałów zostały zebrane w jeden zbiór treningowy. W procesie treningu sieci wybierano w sposób losowy pojedynczy element, który został podany na wejście sieci neuronowej. Na podstawie formuły (3) wyznaczono zwycięzcę, a następnie zgodnie z wzorami (2) i (4) poprawiono wagi zwycięzcy i jego sąsiadów. Powyższy proces został powtórzony o liczbę kroków treningu. Dobór właściwej liczby kroków treningowych jest bardzo ważnym problemem, któremu należy poświęcić bliższą uwagę podczas procesu uczenia sieci, gdyż podjęcie w tym miejscu niewłaściwych decyzji może spowodować (przy zbyt dużej liczbie kroków treningowych), że sieć będzie uczyła się wzorców na pamięć (utraci zdolność do uogólniania przetwarzanych danych). Natomiast zbyt mała liczba kroków treningowych może spowodować, że sieć nie zdąży nabyć, w dostatecznym dla rozważanych zastosowań stopniu, zdolności grupowania podobnych sygnałów w odpowiednie klasy.



Rys. 3. Obrazy głoski „s" uzyskane przy pomocy sieci neuronowej Kohonena

Po zakończeniu procesu treningu, sieć jest już gotowa do generacji obrazów sygnałów mowy. Pojedynczy element zbioru treningowego reprezentuje wartości amplitud sygnału w poszczególnych pasmach, w danej chwili czasowej. Wziąwszy pod uwagę zdolność sieci neuronowych Kohonena do samoorganizacji i automatycznego grupowania obiektow o podobnych właściwościach spodziewano się, że podobne wektory, wchodzące w skład macierzy widm chwilowych, będą rozpoznawane przez te same neurony. Zatem poszczególne neurony sieci Kohonena zostaną uwrażliwione na pewną szczególną postać sygnału. Pondto dzięki wprowadzeniu do sieci neuronowej Kohonena pojęcia sąsiedztwa, w obrębie sieci utworzą się pewne niewielkie obszary, złożone z kilku neuronów odpowiedzialnych za rozpoznawanie danego typu sygnałów.

Sieć neuronowa Kohonena, zastosowana do generacji obrazów badanych sygnałow mowy, została zorganizowana w postaci struktury dwuwymiarowej w kształcie kwadratu. Kształt taki jest bezpośrednio związany z postacią generowanego obrazu, gdzie poszczególnym węzłom siatki (w oparciu, o którą był konstruowany obraz) odpowiada jeden neuron. Na wejście rozważanej sieci zostały podane wektory, stanowiące kolejne wiersze macierzy widm chwilowych reprezentującej wizualizowany sygnał. Na podkreślenie zasługuje fakt, że w przeciwieństwie do procesu treningu sieci, wiersze macierzy widm chwilowych zostały podane w porządku czasowym (czemu odpowiada ich kolejność występowania w macierzy). Dla każdego z powyższych wektorów został wyznaczony neuron — zwycięzca (generujacy na swoim wyjściu sygnał o największej wartości). W kroku następnym węzły odpowiadające kolejnym zwycięskim neuronom zostały połączone, w kolejności występowania, odcinkami linii prostej. Powstała w ten sposób krzywa łamana stanowi obraz reprezentujący badany sygnał mowy. Na rys. 3 zamieszczono przykładowe obrazy patologicznych wypowiedzi głoski „s" na tle sumarycznego obrazu reprezentującego wypowiedzi wzorcowe. Cienka czarna linia reprezentuje wypowiedź patologiczną, natomiast linia pogrubiona odpowiada wypowiedziom wzorcowym. Warto nadmienić, iż sumaryczny obraz wypowiedzi wzorcowych uzyskano poprzez nałożenie na siebie poszczególnych obrazów wypowiedzi wzorcowych.

4. ROZPOZNAWANIE MOWY PATOLOGICZNEJ

Jako materiał badawczy posłużyły głoski, wyodrębnione z wypowiedzi dzieci z rozszczepem podniebienia. Każde z dzieci wypowiadało następujące zdanie: „Rudy pies goni szybko kota.". Przy wyborze powyższego zdania kierowano się zarówno względami akustycznymi (występują w nim wszytkie fonemy, przy których spodziewano się wystąpienia deformacji wywołanych rozszczepem podniebienia), jak i względami psychologicznymi (zdanie odwołuje się do sytuacji łatwej do zrozumienia i inspirującej wyobraźnię dziecka). Przebadano łącznie obrazy 104 głosek (52 — głoski „S" i 52 głoski „SZ") należące do czterech kategorii:

- wypowiedź wzorcowa,
- rozszczep podniebienia wtórnego całkowity,
- rozszczep podniebienia pierwotnego i wtórnego całkowity lewostronny,
- rozszczep podniebienia niecałkowity.

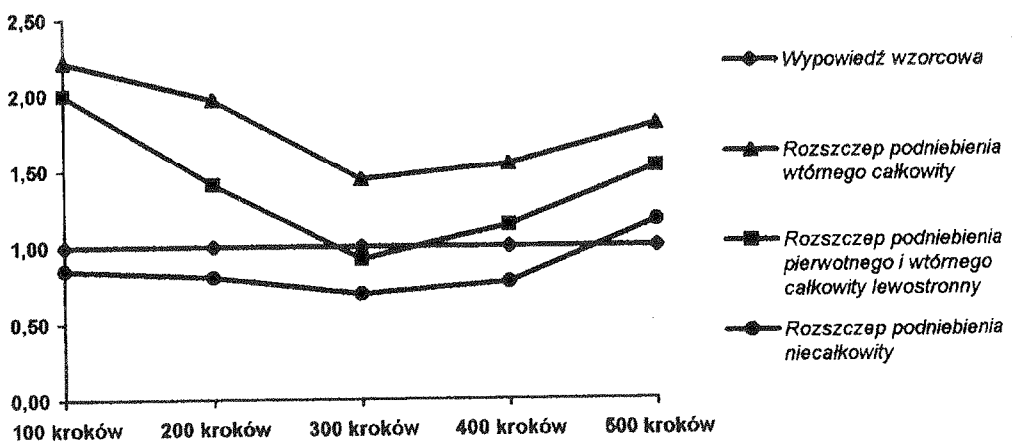
Opisana w punkcie poprzednim, prosta w swej formie, graficzna reprezentacja sygnału mowy, okazuje się być o wiele bardziej użyteczna, z punktu widzenia procesu automatycznego rozpoznawania sygnału, niż zaproponowane w pracach wcześniejszych wideogramy [8, 11]. Przeprowadzone badania dla sygnałów wzorcowych oraz sygnałów odpowiadających mowie patologicznej dzieci z rozszczepem podniebienia wykazały, że na obrazach odpowiadających mowie prawidłowej krzywa łamana posiada zwartą formę i zawiera się w pewnym niewielkim obszarze obrazu. Natomiast w przypadku mowy patologicznej krzywa ta przejawia tendencję do błądzenia po większych obszarach obrazu, a zatem jej całkowita długość jest o wiele większa, niż w przypadku mowy prawidłowej. Zjawisko to jest zgodne z rozumowaniem, które przedstawiono przy okazji omawiania zasad funkcjonowania sieci Kohonena. Mianowicie wprowadzenie pojęcia sąsiedztwa wymusiło w sieci proces samoorganizacji, polegający na tym, że sąsiadujące ze sobą neurony reagowały na podobne fonemy [13]. Zatem w przypadku przetwarzania przez sieć sygnałów wzorcowych (podobnych do siebie) reagują zawsze te same grupy neuronów, tworząc na obrazie graficznym charakterystyczne skupisko krzywych reprezentujących pewnego rodzaju wzorzec wypowiedzi. Natomiast gdy sieć przetwarzała będzie sygnał patologiczny, wówczas ze względu na istnienie znacznych różnic w brzmieniu fonemów prawidłowych i patologicznych, prawidłowość powyższa nie zawsze będzie miała miejsce — w niektórych przypadkach reagowały będą neurony nie należące do tej (wzorcowej) grupy tylko pewne pozostałe neurony, przez co łącząca je trajektoria będzie bardziej wydłużona i nieregularna. Powyższy fakt stanowi przesłankę, w oparciu, o którą można podjąć próbę konstrukcji systemu automatycznej klasyfikacji wypowiedzi, polegającej na zaliczeniu ich do dwóch różnych klas: mowy prawidłowej oraz mowy patologicznej, charakterystycznej dla osób z rozszczepem podniebienia. Taki system może zostać wykorzystany np. podczas konstrukcji baz danych z wypowiedziami wykorzystywanymi w procesie rozpoznawania sygnału mowy, gdzie zachodzi, na etapie uczenia systemu, konieczność usunięcia wypowiedzi posiadających pewne wady, które mogłyby wpłynąć na efektywność działania systemu (sprawność procesu rozpoznawania).

Jest faktem powszechnie znanym, że wszelkie symulacje sieci neuronowych, dokonywane przy wykorzystaniu sekwencyjnych maszyn cyfrowych, charakteryzują się bardzo dużą złożonością obliczeniową i czas ich wykonania jest zwykle długi. Zatem, w celu skrócenia czasu przeznaczonego na proces treningu sieci, postanowiono przeprowadzić badania mające na celu określenie minimalnego rozmiaru sieci (minimalnej liczby neuronów, wchodzących w jej skład) oraz minimalnej liczby kroków treningowych wystarczających do wyuczenia sieci, w sposób pozwalający na efektywne odróżnianie sygnałów wzorcowych od sygnałów mowy patologicznej.

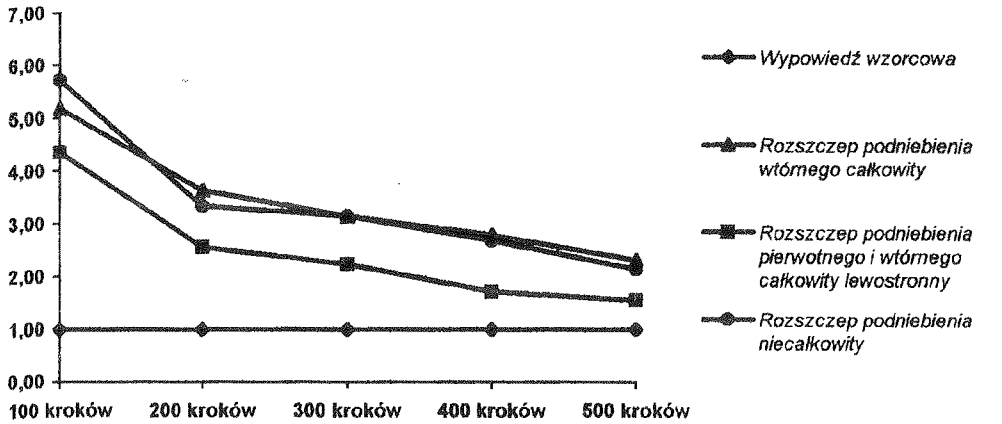
5. WYNIKI BADAŃ

W przeprowadzonych eksperymentach postanowiono zbadać wpływ rozmiarów zastosowanej sieci neuronowej Kohonena na jakość wyników procesu rozpoznawania mowy patologicznej. Badania rozpoczęto od sieci Kohonena o topologii kwadratu o wymiarach 5 na 5 neuronów. Następnie kontynuowano je dla sieci o rozmiarach 10 na 10 neuronów, 15 na 15 neuronów i ostatecznie 20 na 20 neuronów. Dla każdego z wyżej wymienionych przypadków zabadano również wpływ liczby kroków treningowych na proces rozpoznawania. Przeprowadzono eksperymenty dla 100, 200, 300, 400 oraz 500 kroków treningowych. Starano się wychwycić minimalną liczbę kroków treningu, przy której sieć najlepiej dyskryminuje próbki patologiczne.

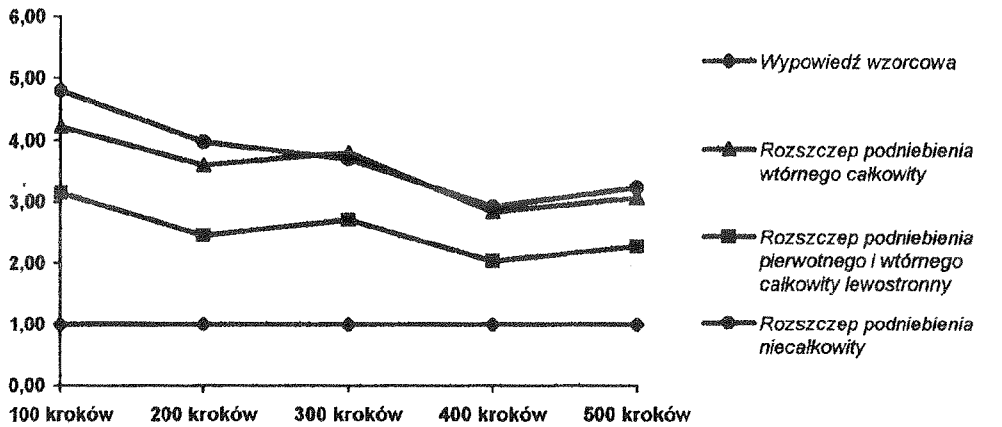
Dla sieci o rozmiarze 5 na 5 neuronów, uzyskane wyniki rozpoznawania wypowiedzi patologicznych nie były zadowalające. Mianowicie można zaobserwować, że dla głoski „s", w przypadku niecałkowitego rozszczepu podniebienia, dla liczby kroków treningowych mniejszej od 500, zaobserwowano odstępstwa od reguły, w oparciu o którą dokonywano rozpoznawania wypowiedzi patologicznych. W przypadku ustalenia rozmiarów sieci na 10 na 10 neuronów, otrzymane rezultaty rozpoznawania są już zadowalające, aczkolwiek różnica całkowitej długości linii dla wypowiedzi wzorcowej i wypowiedzi z niecałkowitym rozszczepem pod-



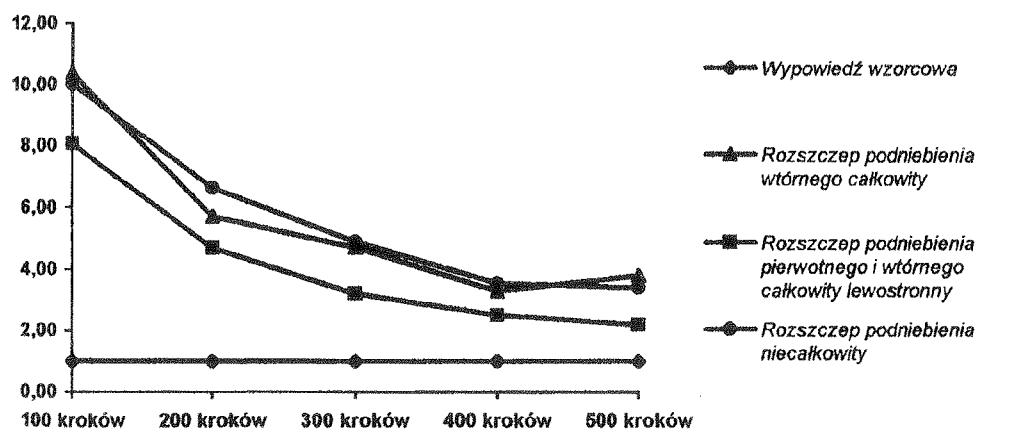
Wyk. 1. Względna długość linii w obrazach dla głosek „s" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 5 × 5)



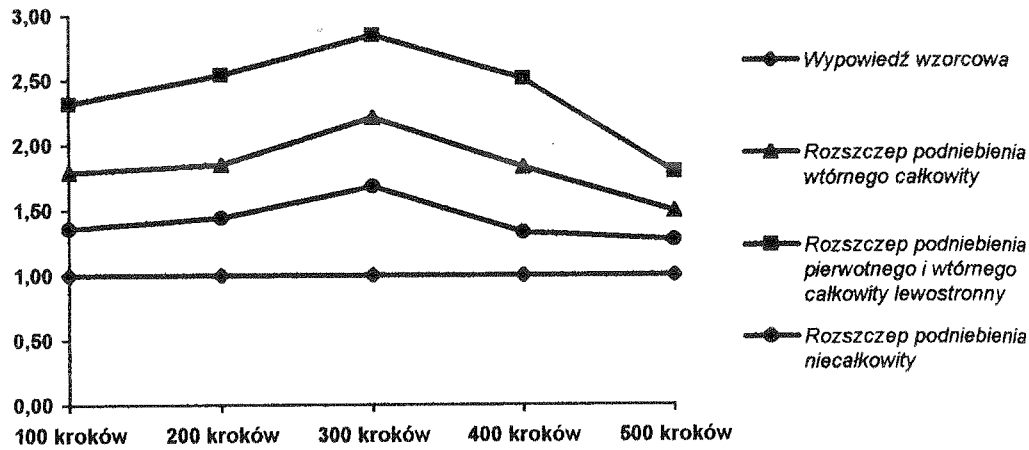
Wyk. 2. Względna długość linii w obrazach dla głosek „s" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 10×10)



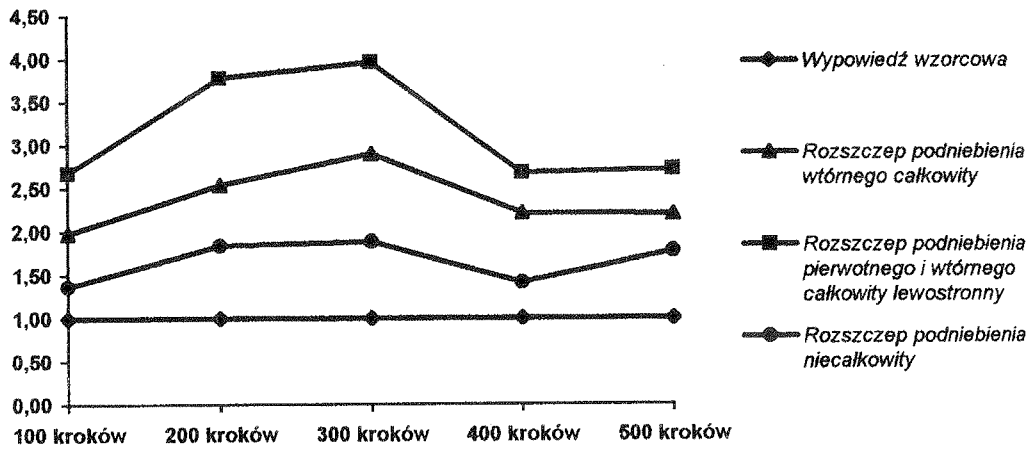
Wyk. 3. Względna długość linii w obrazach dla głosek „s" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 15×15)



Wyk. 4. Względna długość linii w obrazach dla głosek „s" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 10×20)



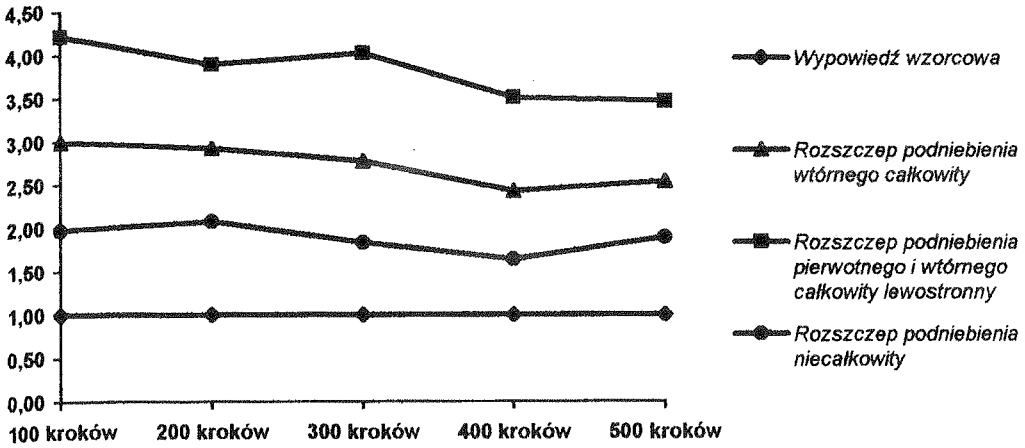
Wyk. 5. Względna długość linii w obrazach dla głosek „sz" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 5 × 5)



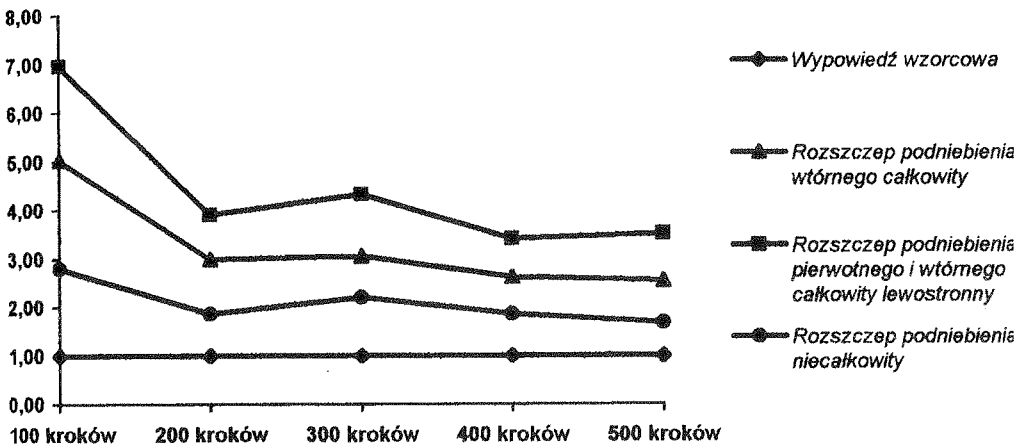
Wyk. 6. Względna długość linii w obrazach dla głosek „sz" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 10 × 10)

niebienia nie jest zbyt duża. W przypadku przeprowadzonych w dalszych krokach eksperymentów, dla sieci o rozmiarach 15 na 15 neuronów i 20 na 20 neuronów, można zaobserwować dalszy wzrost różnicy całkowitych długości linii dla wypowiedzi wzorcowych i wypowiedzi patologicznych, co posiada oczywiście wpływ na jakość procesu rozpoznawania.

Na podstawie uzyskanych wyników badań skonstruowano wykresy, na których przedstawiono dla głosek „s" i „sz" krzywe łączące punkty wyznaczające stosunek zmierzonej dla danego schorzenia calkowitej długości linii do długości tej linii uzyskanej dla wypowiedzi wzorcowej. Należy zwrócić uwagę, że ważna jest nie tylko maksymalizacja stosunku długości linii dla wypowiedzi patologicznych do długości



Wyk. 7. Względna długość linii w obrazach dla głosek „sz" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 15 × 15)



Wyk. 8. Względna długość linii w obrazach dla głosek „sz" w zależności od liczby kroków treningu (dane dla sieci o rozmiarze 20 × 20)

linii wypowiedzi wzorcowej, ale także zróżnicowanie wartości tego stosunku dla różnych typów schorzeń odpowiedzialnych za generacje wypowiedzi patologicznych. Zróżnicowanie takie może stanowić następnie podstawę do konstrukcji systemu rozpoznającego w sposób automatyczny typ schorzenia dla danej wypowiedzi patologicznej.

Analizując zamieszczone powyżej wykresy widać, iż stosowanie zbyt wielu kroków treningowych nie ma większego sensu. Okazuje się, że dla głoski „s" zupełnie wystarcza przeprowadzenie 100 kroków treningu. Natomiast dla głoski „sz" najlepszą dyskryminację głosek patologicznych, w większości przypadków, uzyskano dla 300 kroków treningowych. Dla obydwu badanych głosek nadmierne zwiększenie liczby kroków treningowych, do 400 i więcej, powodowało widoczne pogorszenie

jakości pracy systemu rozpoznającego. Zjawisko powyższe spowodowane jest faktem, iż w przypadku nadmiernego zwiększania kroków treningowych następuje równoczesny wzrost długości wzorcowej trajektorii, a co za tym idzie zmniejszenie stosunku długości trajektorii odpowiadającym wypowiedziom patologicznym do długości trajektorii wzorcowych. Powyższe zjawisko wynika z faktu, że sieć zaczyna rozróżniać coraz więce szczegółów w wypowiedziach wzorcowych.

6. WNIOSKI KOŃCOWE

W artykule zaprezentowano oryginalną metodę rozpoznawania sygnałów mowy patologicznej w oparciu o generowane przez sieć neuronową obrazy sygnałów akustycznych. Przeprowadzono badania mające na celu wyznaczenie optymalnych rozmiarów sieci i liczby kroków treningowych, pozwalających na realizację przez sieć zadania rozpoznawania. Wzrost rozmiarów sieci powodował poprawę wyników rozpoznawania, jednakże kierując się kompromisem pomiędzy rozmiarami sieci (i związanym z tym czasem potrzebnym do jej wytrenowania), a jakością wyników rozpoznawania, sieć o rozmiarach 10 na 10 neuronów wydaje się być optymalną. Eksperymenty wykazały, że nie ma sensu stosowanie zbyt dużej liczby kroków treningowych, ponieważ w takim przypadku występuje obniżenie sprawności działania systemu.

BIBLIOGRAFIA

1. B.C.J. Moore: *Wprowadzenie do psychologii słyszenia.* Poznań, Wydawnictwo Naukowe PWN, 1999
2. C. Basztura: *Komputerowe systemy diagnostyki akustycznej.* Warszawa, WNT, 1996
3. S. Osowski: *Sieci neuronowe w ujęciu algorytmicznym.* Warszawa, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1996
4. c. Bishop: *Neural networks for pattern recognition.* Oxford, Clarendon Press, 1995
5. J.R. Deller, J.G. Proakis, J.H.L. Hansen: *Discrete-Time Processing of Speech Signals.* New York, Macmillan Publishing Company, 1994
6. S. Haykin: *Neural networks, a comprehensive foundation.* New York, Macmillan College Publishing Company, 1994
7. W. Wszołek: *Analiza i ocena obrazów dźwiękowych w procesach wibroakustycznych.* Rozprawa doktorska, Kraków AGH, 1994
8. L.R. Rabiner, J. Biing-Hwang: *Fundamentals of Speech Recognition.* New Jersey, Prentice Hall, 1993
9. R. Tadeusiewicz: *Sieci neuronowe.* Warszawa, Akademicka Oficyna Wydawnicza RM, 1993
10. R. Tadeusiewicz, M. Flasiński: *Rozpoznawanie obrazów.* Warszawa, PWN, 1991
11. F. Sadaoki: *Digital speech processing, Synthesis and Recognition.* New York, 1989
12. R. Tadeusiewicz: *Sygnał mowy.* Warszawa, WKiŁ, 1988
13. T. Kohonen, K. Makisara, T. Savamaki: *Phonotopis Maps-Insightful Representation of Phonological Features for Speech Recognition.* Proceedings of the 7th International Conference on Pattern Recognition, Montrel 1984, pp. 182–185, New York IEEE, 1984
14. R.W. Schafer: *Digital Representation of Speech Signals.* Proceedigns of the IEEE, Vol. 63, No. 4, April 1981

M. KAPUSTA, M. GAJER, A. SHOMALI

PATHOLOGICAL SPEECH RECOGNITION BASED ON THE NOISY SOUND IMAGES

Summary

The nature of speech signal is very complicated, that causes that its visualisation and further analysis, without some initial pre-processing, is very complicated and doesn't always bring the desired effects. Speech signal in most cases is represented by videograms. The analysis of these forms of signal visualisation is not easy because of difficulties in their interpretation. In this article the usage of Kohonen neural network for visualising speech signals uttered by children with a cleft palate, was proposed. Speech signal is converted to its spectrum matrices representation, which constitutes the input for Kohonen neural network. Further a method for generating a simplified form of speech signal (a poly-line figure) based on the network's output, was discussed. In addition, a method for pathological speech signal recognition was proposed. Test results based on utterances obtained from children with a cleft palate were also presented.

Key words: Kohonen neural networks, speech visualisation and recognition, pathological speech

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 419–432

Moduły z rurami cieplnymi do chłodzenia układów i urządzeń elekronicznych

JAROSŁAW LEGIERSKI, BODUSŁAW WIĘCEK

Instytut Elektroniki, Politechnika Łódzka

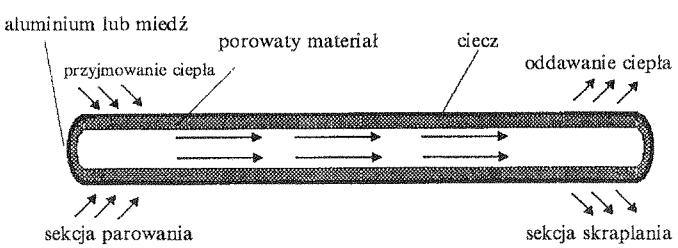
Otrzymano 1999.07.28
Autoryzowano 1999.12.22

Artykuł przedstawia wykorzystanie rur cieplnych w układach chłodzących urządzeń i podzespołów elektronicznych, w szczególności dotyczy problematyki poprawy warunków odprowadzania ciepła w układach i urządzeniach elektronicznych poprzez zastosowanie ruru cieplnych. Przedstawiono wyniki symulacji różnych typów radiatorów, jak również bardziej złożonych hybrydowych układów chłodzących, w których rurę cieplną zintegrowano z radiatorem. W celu weryfikacji wyników dokonano pomiarów zbudowanego w praktyce układu zbudowanego z zastosowaniem rur cieplnych i porównano otrzymane charakterystyki termiczne.

Słowa kluczowe: rura cieplna, przewodnictwo cieplne, konwekcja naturalna.

1. WPROWADZENIE

Rura cieplna jest aluminiowym lub miedzianym zamkniętym kontenerem (najczęściej w formie cienkościennej rury) wypełnionym częściowo cieczą np. wodą. Wewnętrzna powierzchnia pojemnika zawiera porowaty materiał umożliwiający kapilarny przepływ cieczy. Doprowadzenie ciepła do jednego z końców rury wywołuje parowanie i zmianę stanu skupienia materiału. W ogrzanym miejscu gaz powstały z cieczy wypełniającej rurę posiada wyższe ciśnienie niż panujące w pozostałej części,



Rys. 1. Budowa i działanie rury cieplnej

co wywołuje jego ruch w kierunku do chłodniejszego punktu, gdzie ma miejsce jego ochłodzenie i skroplenie. Powyższy mechanizm powoduje transport ciepła i masy wzdłuż rury. Środkowa strefa rury pracuje w warunkach zbliżonych do adiabatycznych.

Przeprowadzono symulację zjawisk cieplnych modułów chłodzących dla stanu ustalonego przy uwzględnieniu przewodnictwa ciepła w układzie elektronicznym i radiatorze, oraz konwekcji naturalnej lub wymuszonej w otaczającym układ ośrodku. Pominięto efekty oddawania ciepła do otoczenia przez promieniowanie. Założenie to jest słuszne gdy temperatura źródła ciepła jest niewielka (<400 K) lub współczynnik emisyjności radiatora jest bliski zeru. W praktyce przypadek taki występuje dla źródeł ciepła wykonanych z polerowanego aluminium. Zastosowano metodę elementów skończonych (MES) oraz program ANSYS 5.4. W pracy przedstawiono wyniki symulacji dwu i trójwymiarowej, oraz wykonano badania empiryczne dla układu ze źródłami ciepła w postaci tranzystorów dużej mocy, a rury cieplne służyły do cieplnego połączenia elementów grzejnych z radiatorem. Rury cieplne zostały zastąpione w modelu materiałem o bardzo dużej przewodności cieplnej, którą oszacowano na podstawie danych eksperymentalnych. Poniżej przedstawiono równania stosowane w trójwymiarowym modelowaniu cieplnym badanych struktur, w tym podstawowe równanie (1) przewodnictwa cieplnego (Fouriera-Kirchhoffa) dla stanu ustalonego [1].

$$\lambda\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right)=-P_v \tag{1}$$

gdzie: T — temperatura (przyrost ponad temperaturę otoczenia), λ — przewodność cieplna, P_V — objętościowa gęstość mocy źródla ciepła, x, y, z — współrzędne.

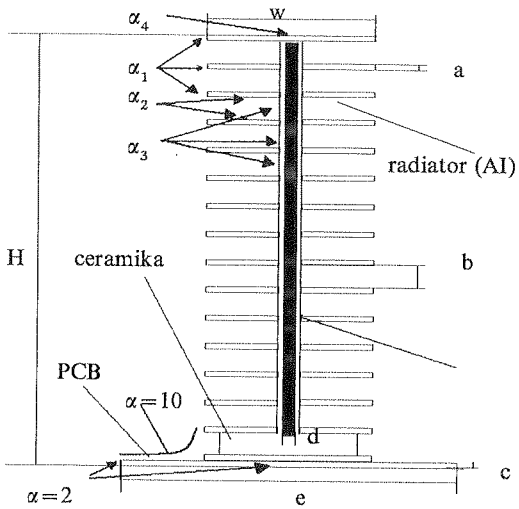
Konwekcyjne przekazywanie ciepła do otoczenia modelowane jest następującym równaniem dla warunku brzegowej postaci:

$$\alpha \Delta T=-\lambda\frac{\partial T}{\partial n} \tag{2}$$

gdzie: α — konwekcyjny współczynnik przejmowania ciepła, ΔT — różnica temperatur pomiędzy punktem brzegowym radiatora a otoczeniem (temperatura otoczenia $T_a=300$ K), n — wektor normalny do powierzchni radiatora.

2. SYMULACJA 2D RADIATORA HYBRYDOWEGO Z RURĄ CIEPLNĄ

W modelowanym układzie rurę cieplną umieszczono wewnątrz struktury radiatora co pokazano na rys. 2. Radiator przymocowano do obudowy typowego układu scalonego w obudowie ceramicznej typu *PGA* (ang. *Pin Grid Array*). W środkowej części rury, na styku jej powierzchni z powierzchnią radiatora znajduje się pokazana na rys. 2 sekcja adiabatyczna [2]. Niejednakowe warunki chłodzenia układu wynikające ze złożonej geometrii radiatora zamodelowanego poprzez odpowiedni dobór wartości współczynnika przejmowania ciepła α.



Rys. 2. Symulowany radiator z rurą cieplną

W celu uproszczenia zapisu przyjęto zapis parametrów dla konwencjonalnego chłodzenia na powierzchni radiatora w postaci zestawu współczynników $(\alpha_1-\alpha_2-\alpha_3-\alpha_4)$, gdzie α_1 — konwekcja na czołowej płaszczyźnie radiatora, $\alpha_2-\alpha_3$ — między żebrami, α_4 — współczynnik na górnej powierzchni radiatora (rys. 2). Poniżej przedstawiono wymiary symulowanego układu, które odpowiadają typowym wymiarom dla układu PGA160.

W poniższej tablicy zebrano wartości przewodności cieplnej poszczególnych materiałów zastosowanych w symulowanym układzie. Należy podkreślić, że przewodność cieplna podłoża ze szkła epoksydowego może przyjmować wartości w szerokim zakresie ze względu na skład tego materiału. Wartość ta może osiągnąć poziom kilkunastu W/(m·K). Spotyka się laminat wielowarstwowy, z warstwą miedzi dla celów lepszego odprowadzania ciepła. W pracy przyjęto wartość dla laminatu z dodatkiem warstwy metalu.

Tablica 1

Wymiary symulowanej struktury

Wysokość H = 164 mm	Długość rury cieplnej L = 150 mm	Odległość pomiędzy żebrami b = 8 mm	Szerokość rury cieplnej d = 4 mm
Szerokość W = 60 mm	Wysokość żebra a = 2 mm	Grubość PCB c = 2 mm	Szerokość PCB e = 120 mm

Rura cieplna jest modelowana materiałem o bardzo dużej przewodności cieplnej $\lambda=4000$ W/(m·K). Zastępcza przewodność cieplna rury została obliczona na podstawie charakterystyk $\Delta T=f(P)$ oraz wymiarów rury (długości i średnicy) na podstawie materiałów producenta zastosowanych ruru cieplnych [5]. By zamodelować rzeczywistą pracę rury cieplnej założono, że środkowa część rury nie przekazuje

Tablica 2

Wartości przewodności cieplnej materiałów zastosowanych w symulowanym układzie

Materiał	Element	Przewodność cieplna λ [W/(m·K)]
Miedź	Radiator	390
–	Rura cieplna	4000
Ceramika krzemowa (alund)	Obudowa układu	20
Laminat epoksydowy	PCB	2

ciepła do radiatora (sekcja adiabatyczna na rys. 2). Zastosowany model rury jest wystarczająco dobrym przybliżeniem przy symulacji zjawisk cieplnych w stanie ustalonym. W symulacji numerycznej wykorzystano prostokątną siatkę dyskretyzacji i podzielono strukturę na 2715 elementów o wymiarach ok. 1×1 mm^2.

WYNIKI SYMULACJI

Wykonano symulacje dla struktury z rys. 2 z wbudowaną rurą cieplną i bez niej. Z otrzymanego w rezultacie symulacji pola temperatury uzyskano maksymalną temperaturę źródła ciepła (układu lub przyrządu półprzewodnikowego). W celu porównania jakości chłodzenia wprowadzono temperaturowy współczynnik poprawy warunków chłodzenia η_T, który jest miarą spadku temperatury w układzie przy zastosowaniu rury cieplnej oraz współczynnik wzrostu wydzielanej mocy η_P, który podaje o ile wiekszą moc można wydzielić w układzie z rurą cieplną przy zachowaniu tej samej temperatury źródła ciepła.

Temperaturowy współczynnik poprawy warunków chłodzenia η_T wyraża się wzorem:

$$\eta_T = \frac{T_{hpipe} - T}{\Delta T_{hpipe}} 100\% \tag{3}$$

gdzie: T_{hpipe} — maksymalna temperatura układu z rurą cieplną, T — maksymalna temperatura układu bez rury cieplnej, $\Delta kT_{hpipe} = T_{hpipe} - T_a$, T_a — temperatura otoczenia.

Współczynnik wzrostu wydzielanej mocy η_P przedstawia równanie:

$$\eta_P = \frac{P_{Vhpipe} - P_V}{P_V} 100\% \tag{4}$$

gdzie: P_{Vhpipe} — objętościowa moc w układzie z rurą cieplną, P_V — objętościowa gęstość mocy w układzie bez rury cieplnej.

Na podstawie definicji rezystancji termicznej $R_{th} = (T_{max} - T_{otocz})/P$, gdzie T_{max} jest maksymalną temperaturą układu (tj. temperaturą źródła ciepła), T_a temperaturą otoczenia (300 K), P mocą $P = P_v \cdot V$; V objętością źródła ciepła, wyznaczono wartości tej rezystancji między źródłem ciepła a otoczeniem. Dokonano symulacji dla stanu utalonego dla trzech rodzajów chłodzenia konwenkcyjnego: konwekcji naturalnej

Tablica 3

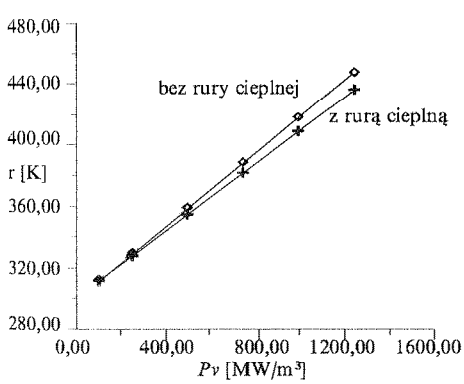
Wyniki symulacji dla konwekcji naturalnej (10-5-2-10)

Moc		z rurą cieplną		bez rury cieplnej			z rurą cieplną		
P_V [MW/m³]	P [W]	T_{max} [K]	$R_{th,hpipe}$ [W/K]	T [K]	R_{th} [W/K]	η_T	P_V [MW/m³]	T_{max} [K]	η_P
100	0.8	310,8	13,5	311,8	14.75	8%	115	311,5	15%
250	2	327,1	13.55	329,4	14.7	8%	290	329,7	16%
500	4	354,2	13.55	358,8	14.7	8%	585	358,6	17%
750	6	381,3	13.55	388,2	14.7	8%	880	388,2	17%
1000	8	408,4	13.55	417,6	14.7	8%	1170	417,3	17%
1250	10	435,6	13.56	447	14.7	8%	1470	447,8	18%

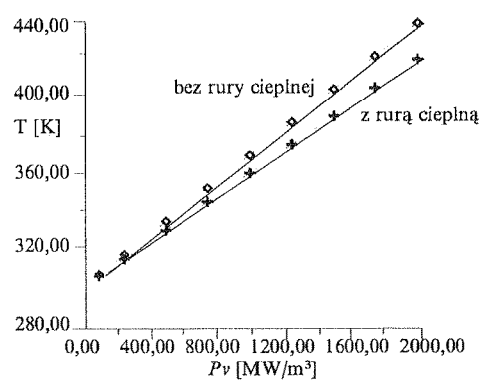
Tablica 4

Wyniki symulacji dla konwekcji wymuszonej (20-10-2-20)

Moc		z rurą cieplną		bez rury cieplnej			z rurą cieplną		
P_V [MW/m³]	P [W]	T_{max} [K]	$R_{th,hpipe}$ [W/K]	T [K]	R_{th} [W/K]	η_T	P_V [MW/m³]	T_{max} [K]	η_P
100	0.8	305,9	7.4	306,9	8.65	14%	115	306,8	15%
250	2	314,9	7.5	317,2	8.6	13%	288	317,2	15%
500	4	329,8	7.5	334,5	8.6	14%	575	334,2	15%
1000	8	359,6	7.5	369	8.6	14%	1158	369	16%
1500	12	389,4	7.5	403,5	8.6	14%	1738	404,5	16%
2000	16	419,2	7.5	438	8.6	14%	2315	437,9	16%



Rys. 3. Charakterystyki termiczne dla konwekcji naturalnej (10-5-2-10)



Rys. 4. Charakterystyki termiczne dla konwekcji wymuszonej (20-10-2-50)

Tablica 5

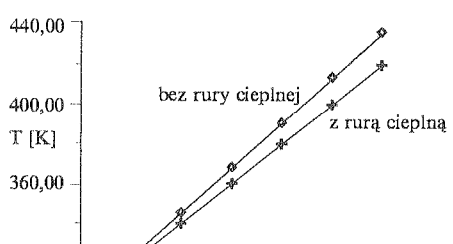
Wyniki symulacji dla silnego wychładzania górnej powierzchni radiatora (10-5-2-50)

Moc		z rurą cieplną		bez rury cieplnej			z rurą cieplną		
P_V [MW/m^3]	P [W]	T_{hpipe} [K]	$R_{th,hpipe}$ [W/K]	T [K]	R_{th} [W/K]	η_T	P_V [MW/m^3]	T_{hpipe} [K]	η_P
250	2	319,9	9.95	322,7	11.35	12%	285	322,7	14%
500	4	339,9	9.975	345,5	11.37	12%	595	348	19%
1000	8	379,9	9.987	390,6	11.32	12%	1100	389	10%
1500	12	419,9	9.99	436,4	11.36	12%	1725	437	15%

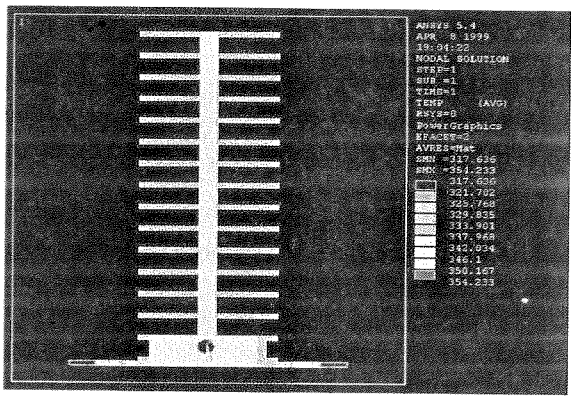
(10-5-2-10), wymuszonej (20-10-2-20), oraz przy silnym wymuszonym chłodzeniu górnej powierzchni radiatora (10-5-2-50). Wartości otrzymanych temperatur zebrano w tablicy 3.

Na rys. 3 – 4 zamieszczono otrzymane charakterystyki $T=f(P)$. Przedstawione na jednym wykresie charakterystyki dla układu z rurą jak i bez rury prezentują wyraźny wzrost wydajności chłodzenia w przypadku zastosowania w radiatorze rury cieplnej. Na rys. 6 zamieszczono przykładowy rozkład temperatury dla przypadku chłodzenia konwekcją naturalną.

Na rys. 5 zamieszczono otrzymane charakterystyki $T=f(P)$ dla przypadku silnego chłodzenia górnej powierzchni radiatora. Silne chłodzenie radiatora jest typową aplikacją układów z rurami cieplnymi. Dzięki rurom można wyraźnie oddzielić źródło ciepła od radiatora, a dla radiatora można łatwiej spełnić warunki lepszego chłodzenia, np. stosując konwekcję wymuszoną. Wyniki symulacji potwierdziły wcześniejsze przypuszczenia, że układy z rurą cieplną zapewniają skuteczniejsze chłodzenie, a w sensie zarówno mocy wydzielanej w strukturze jak i temperatury maksymalnej skuteczność ta rośnie o kilkanaście %.



Rys. 5. Wyniki symulacji układu dla silnego chłodzenia górnej powierzchni radiatora (10-5-2-50)

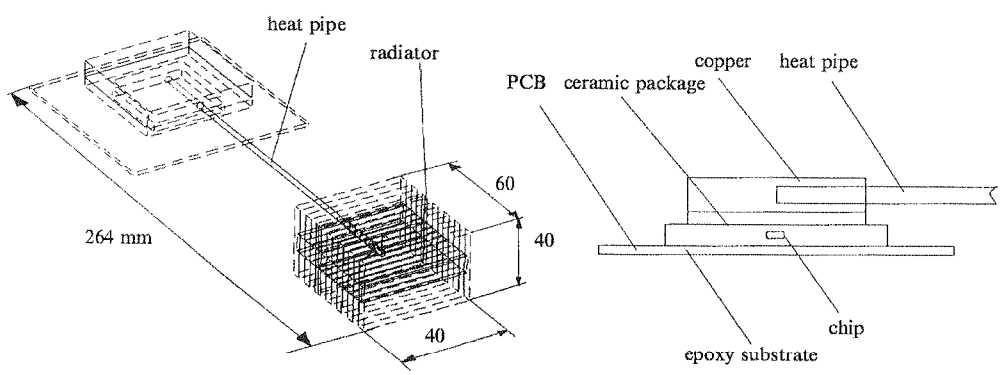


Rys. 6. Wyniki symulacji modelu 2D dla $P_v = 500$ MW/m^3 ($P = 4$ W) i konwekcji naturalnej

3. SYMULACJA 3D UKŁADU Z RURĄ CIEPLNĄ

Za pomocą programu ANSYS 5.4 zamodelowano układ złożony z umieszczonego na podłożu z PCB układu elektronicznego VLSI w obudowie ceramicznej typu PGA i radiatora połączonego ze źródłem ciepła przy pomocy rury cieplnej (rys. 7). Rura cieplna o długości 200 mm transportuje ciepło z obudowy układu scalonego do silnie chłodzonego radiatora.

Użyta do modelowania rura cieplna ma średnicę 4 mm. Ceramiczna obudowa układu scalonego ma wymiary $40 \times 40 \times 2$ mm, a podłoże PCB jest dwa razy większe



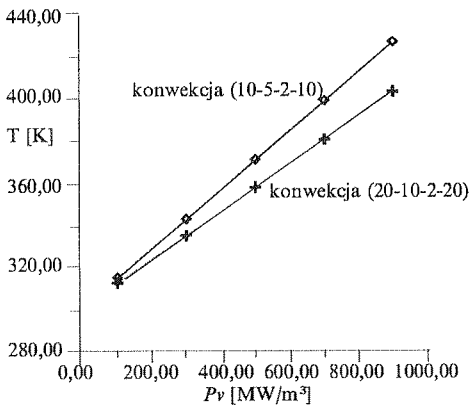
Rys. 7. Modelowany układ z oddalonym radiatorem

(80x80 × 2 mm). Wielkość obszaru PCB została dobrana na podstawie tzw. obszaru termicznie efektywnego, który definiuje się wokół źródła ciepła [4]. Można wykazać, że poza obszarem termicznie efektywnym zjawiska odprowadzania ciepła są pomijalne. Jednym z najwazniejszych parametrów zastosowanego radiatora jest odległość pomiędzy żebrami wynosząca 2 mm. Symulacji dokonano dla dwóch różnych konwekcji: naturalnej (10-5-2-10) i wymuszonej (20-10-2-20). Do rozwiązania problemu zastosowano metodę elementów skończonych, a przedstawiony powyżej układ podzielono na 4203 elementy stosując trójkątną siatkę.

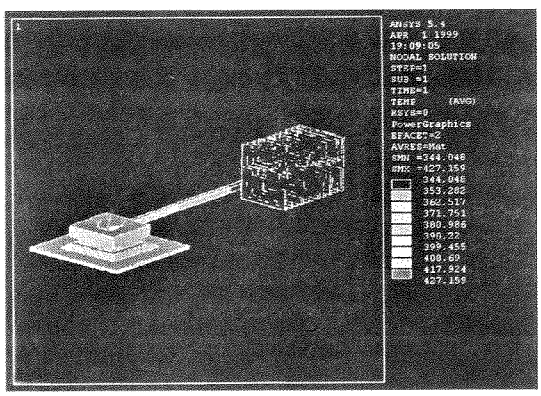
Tablica 6

Wyniki symulacji układu 3D

P_v [MW/m³]	P [W]	T_{max} [K]		R_{th} [W/K]	
		α=(20-10-2-20)	α=(10-5-2-10)	α=(20-10-2-20)	α=(10-5-2-10)
300	5,79	334,3	342,3	5,91	7,29
500	9,65	357,2	370,6	5,92	7,30
700	13,52	380,1	398,9	5,92	7,31
900	17,38	403,1	427,1	5,93	7,31



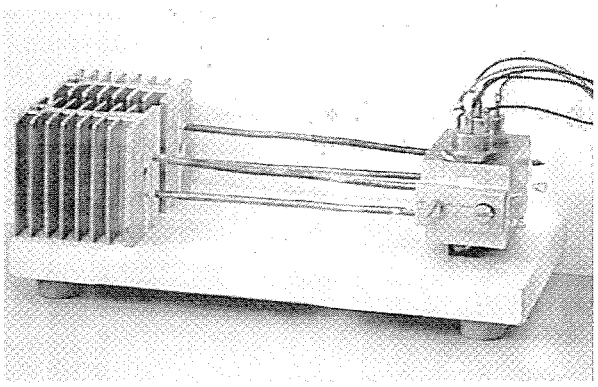
Rys. 8. Otrzymana w wyniku symulacji charakterystyka termiczna układu 3D



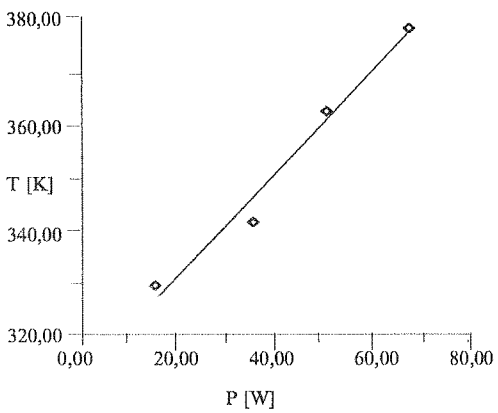
Rys. 9. Wynik symulacji dla P_v=900 MW/m³ (P=9,65 W) i konwekcji naturalnej (10-5-2-10)

4. BADANIA MODELU UKŁADU CHŁODZĄCEGO Z RURAMI CIEPLNYMI

Na rys. 10 przedstawiono badany układ. Źródła ciepła w postaci dwóch tranzystorów 2N2816 omocy dopuszczalnej 100 W, w obudowach TO63 wkręcone są w aluminiowy blok o wymiarach 40×40×60 mm. Wydzielane przez tranzystory



Rys. 10. Układ chłodzenia z rurami cieplnymi



Rys. 11. Charakterystyka termiczna uzyskana z pomiarów dla chłodzenia konwekcją naturalną

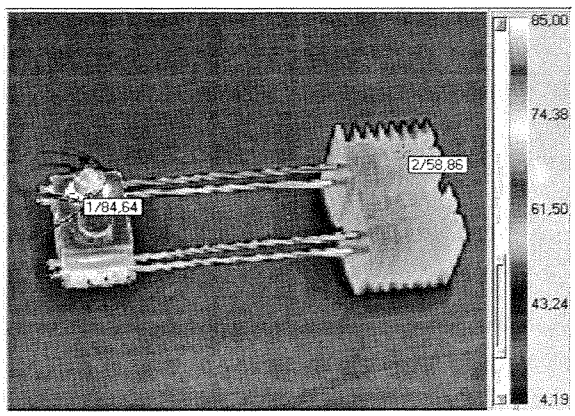
Tablica 7

Temperatura i rezystancja termiczna uzyskane z pomiarów dla układu z rurami cieplnymi dla przypadku konwekcji naturalnej

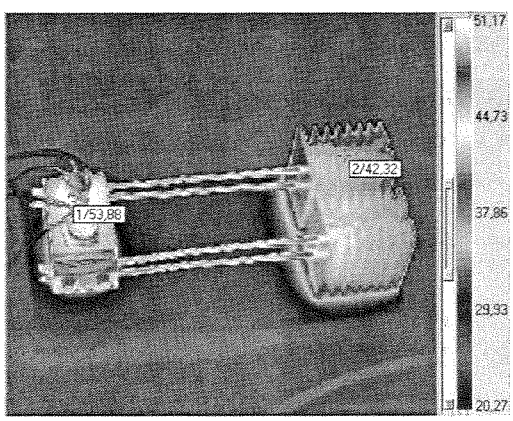
moc	Temperatura	Temperatura	Rez. termiczna
P [W]	T [°C]	T [K]	R_{th} [K/W]
16	56,4	329,4	1,84
36	68,4	341,4	1,15
51	89,4	362,4	1,22
68	105	378	1,15

ciepło przenoszone jest przez cztery rury cieplne o długości 200 mm każda do dwóch radiatorów o wymiarach $45 \times 60 \times 60$ mm i odległości pomiędzy żebrami 6 mm. Badany układ umieszczony jest na izolowanej podstawie o wymiarach $120 \times 240 \times 18$ mm.

Badania wykonano za pomocą kamery termowizyjnej. Radiator i źródło ciepła pokryto cienką warstwą farby o dużym współczynniku emisji. Na rys. 12–13



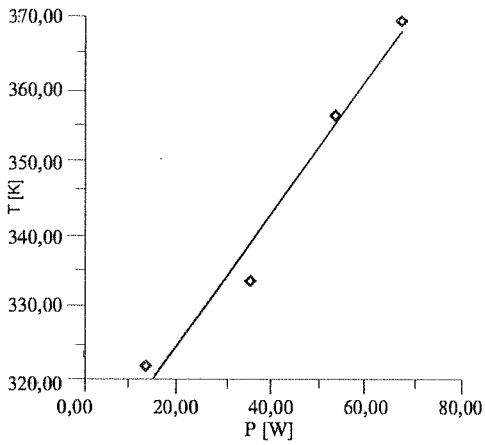
Rys. 12. Rozkład temperatury w układzie dla mocy $P = 50$ W, konwekcja naturalna



Rys. 13. Rozkład temperatury w układzie dla mocy $P = 16$ W, konwekcja naturalna

przedstawiono otrzymane z kamery termowizyjnej rozkłady temperatury w badanym układzie dla dwóch wartości mocy wydzielanej w strukturze. Przeprowadzono również pomiary przy chłodzeniu wymuszonym układu, dla współczynników przejmowania ciepła (20-20-20-20). Chłodzenie wymuszone uzyskano poprzez umieszczenie w odległości 10 cm od radiatora wentylatora o wydajności 3 dm^3/s.

Poniżej przedstawiono uzyskane charakterystyki termiczne.



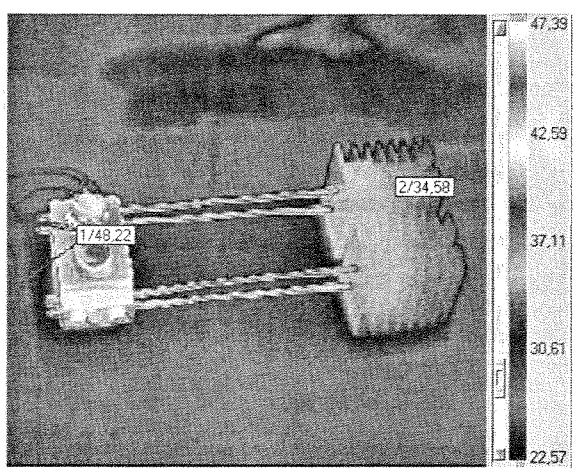
Rys. 14. Otrzymana charakterystyka termiczna dla chłodzenia wymuszonego

Tablica 8

Wyniki pomiarów termowizyjnych dla chłodzenia wymuszonego

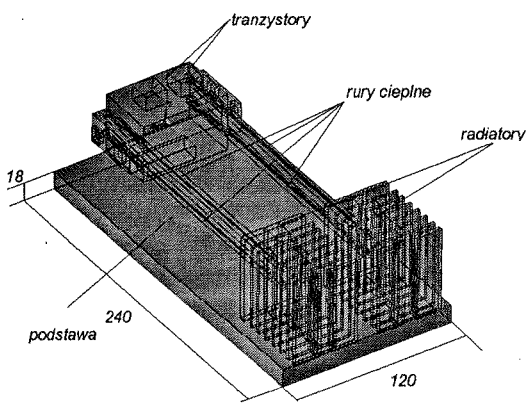
moc	Temperatura	Temperatura	Rez. termiczna
P [W]	T [°C]	T [K]	R_{th} [K/W]
14	48,7	321,7	1,55
36	60,4	333,4	0,93
54	83,2	356,2	1,04
68	96,3	369,3	1,02

Na rys. 15 przedstawiono otrzymany termogram układu dla przypadku chłodzenia wymuszonego. Uzyskano znacznie mniejszą temperaturę i rezystancję termiczną struktury.



Rys. 15. Rozkład tempratury w układzie dla wymuszonej konwekcji

Układ jak na rys. 16 zamodelowano stosując program ANSYS 5.4. Wykorzystano przedstawioną wcześniej zasadę zapisu konwekcji w obszarze radiatora. Wykonano symulacje procesów cieplnych i uzyskano rozkłady temperatury dla konwekcji naturalnej (10-10-10-10) i wymuszonej (20-20-20-20). Z uwagi na skomplikowaną geometrię radiatora nie zróżnicowano wartości konwekcji w obrębie radiatora.

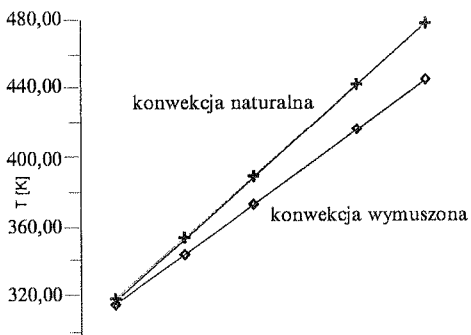


Rys. 16. Symulowany układ chłodzenia

Poniżej przedstawiono otrzymane charakterystyki temperaturowe $T=f(P)$.

Na rys. 18–19 przedstawiono przykładowe pola temperaturowe otrzymane w wyniku symulacji dla chłodzenia konwekcją naturalną.

W celu porównania danych otrzymanych w wyniku pomiarów z wynikami symulacji obie charakterystyki termiczne zebrano na przedstawionych poniżej wykresach. Uzyskano rozbieżność pomiędzy wynikami pomiarów i symulacji zarówno dla konwekcji naturalnej jak i wymuszonej. Niewielkie, kilkuprocentowe odchylenia temperatury maksymalnej struktury między wynikami symulacji i pomiaru wynikają z faktu, że w symulacjach przyjęto równomierny rozkład współczynnika przej-

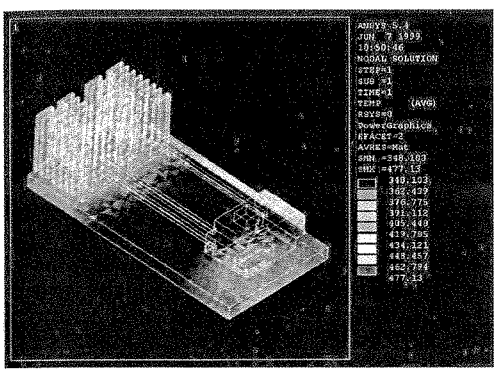


Rys. 17. Otrzymane charakterystyki $T=f(P)$ dla przypadku konwekcji naturalnej i wymuszonej

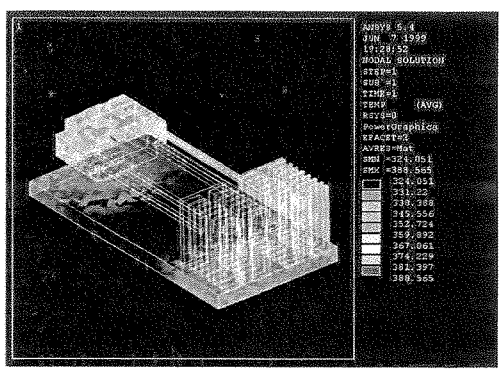
Tablica 9

Wyniki symulacji

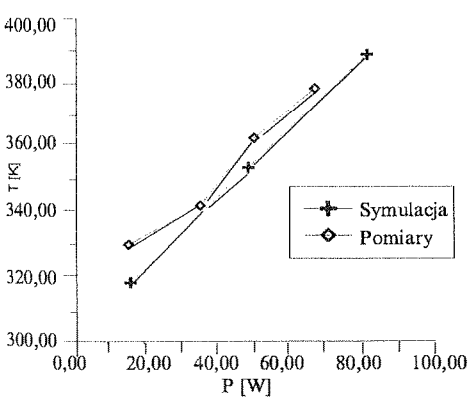
Moc		Konwekcja naturalna		Konwekcja wymuszona	
P_V [MW/m³]	P [W]	T [K]	R_{th} [W/K]	T [K]	R_{th} [W/K]
100	16,5	317,7	1,07	314,4	0,87
300	49,4	353,1	1,07	343,3	0,88
500	82,3	388,6	1,07	372,2	0,88
800	131,7	441,7	1,08	415,5	0,88
1000	164,6	477,1	1,08	444,4	0,88



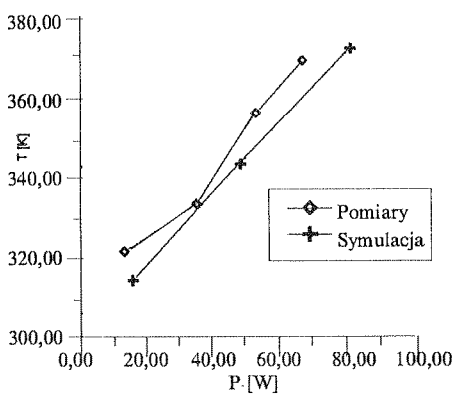
Rys. 18. Wynik symulacji dla $P_V = 1000$ W/m³ ($P = 164{,}6$ W) i konwekcji naturalnej



Rys. 19. Wynik symulacji dla $P_V = 500$ W/m³ ($P = 82{,}3$ W) i konwekcji naturalnej



Rys. 20. Porównanie wyników pomiarów z symulacjami konwekcja naturalna



Rys. 21. Porównanie wyników pomiarów z symulacjami konwekcja wymuszona

mowania ciepla α na powierzchni radiatora. W praktyce przepływ powietrza wymusza jego nierównomierny rozkład, zwykle α jest większe na czole radiatora, a mniejsze między żebrami.

PODSUMOWANIE

Z przeprowadzonych symulacji i pomiarów wynika, że stosowanie rur cieplnych w znacznym stopniu wpływa na poprawę warunków chłodzenia układów elektronicznych. Dla wybranych do modelowania układów średnia wartość współczynnika wzrostu wydzielanej mocy jest na poziomie $15 \div 16\%$. Oznacza to, że w układzie z rurą cieplną można zastosować element, w którym można wydzielić o $15-16\%$ większą moc w porównaniu z układem bez rury, przy zachowaniu tej samej temperatury struktury. Pewne trudności występują przy modelowaniu i konstrukcji układu z rurą cieplną umieszczoną wewnątrz radiatora, gdzie występuje sekcja adiabatyczna w centralnej części rury. Praktycznie dokonuje się tego poprzez izolację rury cieplnej lub jej odsunięcie od krawędzi styku z radiatorem. W układzie gdzie radiator jest oddalony od źródła ciepła (rys. 10) powyższy problem znika, gdyż powietrze otaczające strukturę wokół rur zapewnia znacznie mniejszą wymianę ciepla w tym obszarze. W praktyce strumień ciepła między rurą a otoczeniem jest do pominięcia.

BIBLIOGRAFIA

1. J. Szagut: *Modelowanie numeryczne pól temperatury*, Warszawa, WNT, 1992.
2. B. Więcek: *Heat Pipe Cooling Fins for Integrated Circus*, Workshop Microtechnology and Thermal Problems in Electronics — Microtherm'98, Zakopane, 21–27 September 1998.
3. J. Legierski, S. Zwolenik, B. Więcek: *Simulation of heat distribution and thermal parameters determination in thin material samples*. Workshop Microtechnology and Thermal Problems in Electronics — Microtherm'98, Zakopane, 21–27 September 1998.
4. D. Mao: *3D Time Dependent Thermal Analysis*, Ph. D. Thesis, University of Gent, 1995.
5. S.D. Garner: *Heat pipes for electronics cooling applications*, Thermacore Inc., 1999.

J. LEGIERSKI, B. WIĘCEK

COOLING MODULES WITH HEAT PIPES FOR ELECTRONICS DEVICES

Summary

This paper presents simulation of new cooling fins equipped with heat pipes for high power and high temperature electronic circuits and devices. Highly conductive heat pipe provides more effective energy dissipation to the ambient. Calculated thermal resistance shows quantitatively the improvement of cooling conditions for fins with heat pipe in comparison to traditional device. Thermographic measurements confirm that using heat pipes ensures the effective way of power removing in electronics.

Key words: heat pipe, natural and forced convective cooling, heat transfer simulation.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 433–444

Efektywna metoda realizacji zespołu funkcji w strukturach typu PAL

DARIUSZ KANIA

Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska, Gliwice

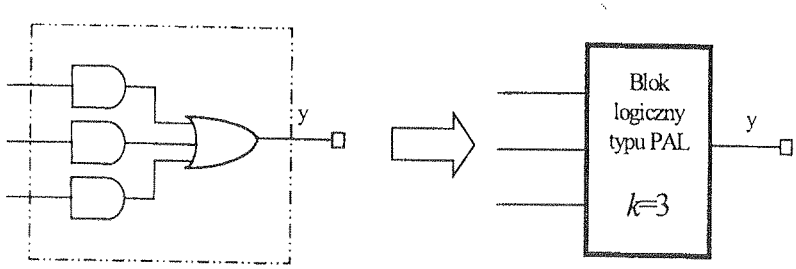
Otrzymano 1999.07.03
Autoryzowano 1999.12.21

W artykule przedstawiona jest efektywna metoda realizacji zespolu funkcji w oparciu o bloki logiczne typu PAL zawarte w hierarchicznych strukturach CPLD. W prezentowanej metodzie iloczyny występujące w poszczególnych blokach logicznych są równocześnie wykorzystywane przez wiele funkcji. Uzyskane wyniki zostały porównane z klasyczną metodą realizacji funkcji w tego typu strukturach oraz syntezą układów testowych za pomocą systemu firmy Altera MAX+PLUS II.

Słowa kluczowe: dekompozycja, synteza logiczna, minimalizacja, PLD

1. WPROWADZENIE

Struktury CPLD (Complex Programmable Logic Devices), znajdują znaczące miejsce w szerokiej gamie układów programowalnych dostarczanych na rynek przez wiele różnych firm, na czele z firmami Altera, AMD, Xilinx, Latice [1, 11]. Jądrem większości tego typu układów jest struktura PAL zawierająca programowalną matrycę AND i stałe połączenia w matrycy OR, tworząca blok logiczny typu PAL (rys. 1).



Rys. 1. Struktura bazowa bloku logicznego typu PAL zawierającego 3 termy i odpowiadający jej schemat blokowy

Specyfika struktury bazowej PAL tzn. ograniczona liczba iloczynów (k) dołączona do sumy wyjściowej (komórki wyjściowej), w istotny sposób wpływa na proces syntezy układów cyfrowych w oparciu o tego typu układy. Bloki logiczne występujące w układach CPLD, których jądrem jest struktura PAL, posiadają dodatkowe zasoby logiczne ułatwiające proces syntezy. Należą do nich między innymi wewnętrzne sprzężenia zwrotne, programowalne rozdzielacze (Logic Allocator), ekspandery, czy też wyjściowe bufory trójstanowe [1]. Sprzętowe zasoby układów programowalnych umożliwiające nierównomierny podział iloczynów dołączonych do poszczególnych komórek wyjściowych (logic allocator w układach MACH, mixed mode w układach pLSI itp.), mimo swoich niewątpliwych zalet nie zapewniają realizacji każdej funkcji w jednym bloku. W tej sytuacji konieczna jest dodatkowa ekspansja liczby termów — składników sum. Ekspansja taka wykorzystuje wewnętrzne sprzężenia zwrotne z wyjść na matrycę AND lub wyjściowe bufory trójstanowe [4, 8, 9].

Jak widać z powyższych rozważań głównym problemem syntezy, oprócz dwupoziomowej minimalizacji najczęściej wykonywanej za pomocą algorytmu Espresso, jest sposób realizacji funkcji y_i będących sumą p_i-implikantów na blokach logicznych zawierających k-termów, gdy $p_i > k$.

Proces syntezy, zaimplementowany w znanych autorowi narzędziach wspomagających projektowanie układów cyfrowych na bazie struktur typu PAL (ABEL, MACHXL, MAX+PLUS itp.), zawiera dwupoziomową minimalizację poszczególnych funkcji, a następnie etap oddzielnej realizacji poszczególnych funkcji w oparciu o występujące w strukturach bloki logiczne. Takie podejście, logicznie związane z wewnętrzną budową struktury bazowej, nie umożliwia jednak równoczesnego wykorzystywania wybranych bloków logicznych do realizacji implikantów wchodzących w skład kilku funkcji.

Celem pracy jest przedstawienie metody umożliwiającej efektywną realizację zespołu funkcji na blokach logicznych typu PAL o zadanej liczbie termów, polegającej na wyszukiwaniu wspólnych wielowyjściowych implikantów. Proces wyszukiwania wspólnych implikantów wykonywany jest po dwupoziomowej minimalizacji zespołu funkcji za pomocą algorytmu Espresso.

W wielu pracach autorzy zwracają uwagę na znaczący wpływ dekompozycji na efektywność procesu syntezy [3, 5, 6, 10]. W przypadku układów typu PAL mogą być wykorzystywane zarówno algorytmy przeznaczone do realizacji układów w strukturach bramkowych, jak również strategie dekompozycji bazujące na klasycznej [2, 7] metodzie dekompozycji funkcjonalnej. Przedstawiona metoda realizacji zespołu funkcji może stanowić uzupełnienie strategii syntezy opartej na dekompozycji, stanowiąc w końcowym etapie procesu, podstawę optymalizacji zdekomponowanego układu.

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Niech f będzie n-wejściową i m-wyjściową funkcją logiczną odwzorowującą zbiór B^n w zbiór B^m tzn. $f: B^n \rightarrow B^m$, gdzie $B=\{0,1\}$. Załóżmy, że zminimalizowana funkcja f jest opisana przez zbiór wielowyjściowych implikantów zawierających część wejściową złożoną z elementów $\{0,1,-\}$ oraz część wyjściową złożoną z elementów $\{0,1\}$.

Jeżeli np. $f_1 = ac + bc, f_2 = bc + ab$ to zbior wielowyjściowych implikantów zawiera 3 elementy tzn.:

a	b	c	f_1	f_2
1	–	1	1	0
–	1	1	1	1
1	1	–	0	1

Niech y_p będzie m-elementowym wektorem wyjściowym odpowiadającym części wyjściowej p-tego wielowyjściowego implikantu. Wyróżnikiem Δ_{y_i} nazywamy liczbę dziesiętną równą liczbie wektorów y_i występujących w zbiorze implikantów wielowyjściowych opisujących funkcję f. Parametr μ, równy liczbie elementów {1} zawartych w wektorze y_i, nazwijmy rzędem wyróżnika Δ_{y_i}. Wyróżnikiem Δ_j^m nazywamy wyróżnik $\Delta_{m-1,\ldots,j+1,j,j-1,\ldots 1,0} - \ldots - 1 - \ldots - - - = \sum_{i=0}^{2^{m-1}-1} \Delta_{p_{m-1}\ldots 1 p_1 p_0}$, gdzie {1} występuje na j-tej pozycji, a liczba binarna utworzona przez $(p_{m-1}\ldots p_{j+1} p_{j-1}\ldots p_1 p_0)_2 = (i)_{10}$.

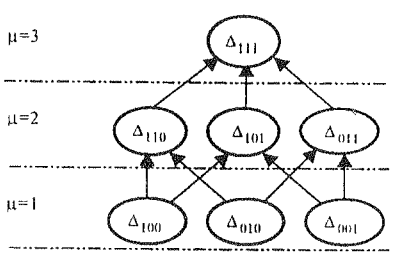
Niech wektor $y_r = (a_{m-1},\ldots,a_1,a_0)$ oraz $y_s = (b_{m-1},\ldots,b_1,b_0)$. Mówimy, że wektor y_r jest wektorem nadrzędnym i-tego stopnia w stosunku do wektora y_s wtedy, gdy w zbiorze par uporządkowanych $\langle a_j, b_j\rangle$ oprócz par par $\langle 0,0\rangle$ i $\langle 1,1\rangle$ występuje 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 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 $\Delta_{y_{si}}$. Wektory y_{ri} są wektorami nadrzędnymi pierwszego stopnia w stosunku do wektorów y_{si}.

Przykład 1:

Rozpatrzmy 3-wyjściową funkcję $f: B^n \to B^3$. Zbiory Y oraz $\vec{U}$ wynoszą odpowiednio $Y = \{\Delta_{111}, \Delta_{110}, \Delta_{101}, \Delta_{011}, \Delta_{100}, \Delta_{010}, \Delta_{001}\}$;

$U = \{(110,111);(101,111);(011,111);(100,110);(010,110);(100,101);(001,101);(010,011);(001,011)\}$.

Graf $G\langle Y, \vec{U}\rangle$ jest przedstawiony na rys. 2.



Rys. 2. Pierwotny graf funkcji $f: B^n \to B^3$

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 $\Delta_{100} \to \Delta_{110} \to \Delta_{111}$, druga wierzchołki $\Delta_{100} \to \Delta_{101} \to \Delta_{111}$. Zbiór wszystkich

wierzchołków należących do dróg wychodzących z wierzchołka Δ_{100} zawiera cztery elementy $\{\Delta_{100},\Delta_{110},\Delta_{101},\Delta_{111}\}$, dla których spełniona jest zależność $\Delta_{1--}=\Delta_{100}+\Delta_{110}+\Delta_{101}+\Delta_{111}$.

Powyższe rozważania można uogólnić stwierdzając, że każdemu wierzchołkowi pierwszego rzędu $\Delta_{\substack{0\ldots010\ldots0\\ m-1,\ldots,j+1,j,j-1,\ldots,1,0}}$ można przyporządkować liczbę równą sumie wyróżników zawartych w wierzchołkach pokrytych przez wszystkie drogi wychodzące z tego wierzchołka, a kończące się w wierzchołkach wyższych rzędów. Liczba ta wynosi $\Delta_{\substack{-\ldots-1-\ldots-\\ m-1,\ldots,j+1,j,j-1,\ldots,1,0}}=\Delta_j^m$.

Przykład 2:

Niech funkcja $f: B^4\to B^3$ będzie opisana następującym zbiorem *f.pla*

```
.i 4
.o 3
.ilb a b c d
.ob f2 f1 f0
.p 9
- 1 0 1 100
0 1 1 0 101
1 0 1 - 101
0 - 0 0 110
1 1 1 - 010
- 0 0 0 110
0 0 - 0 010
1 - 1 1 111
- 0 1 1 101
.e
```

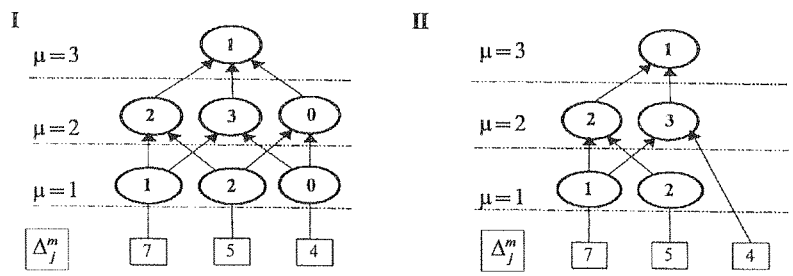
Wyróżniki dla tej funkcji wynoszą odpowiednio

$\mu=3 \quad \Delta_{111}=1$

$\mu=2 \quad \Delta_{110}=2;\ \Delta_{101}=3;\ \Delta_{011}=0$

$\mu=1 \quad \Delta_{100}=1;\ \Delta_{010}=2;\ \Delta_{001}=0$

Pierwotny graf $G\langle Y, \vec{U}\rangle$ może być zredukowany poprzez eliminację wierzchołków, dla których $\Delta_{y_i}=0$. Graf przed i po redukcji przedstawia rys. 3.



Rys. 3. Przedstawienie zespołu funkcji za pomocą grafu (I) graf pierwotny, (II) graf zredukowany

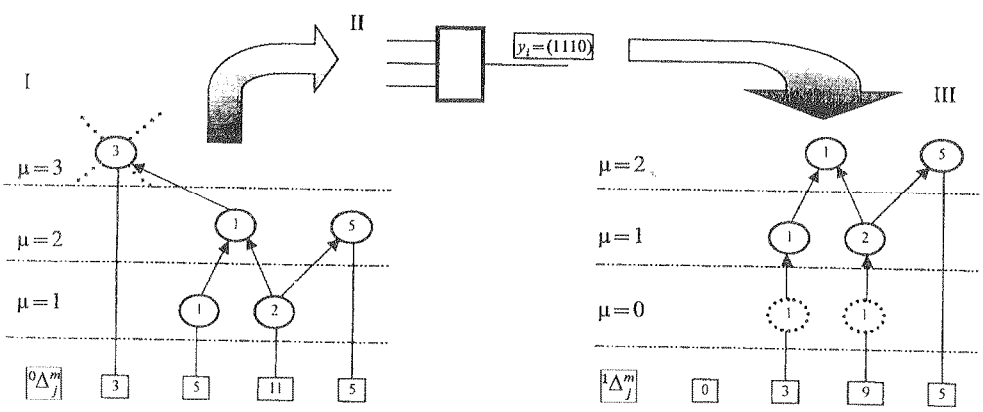
3. METODA REALIZACJI ZESPOŁU FUNKCJI W STRUKTURACH TYPU PAL

Załóżmy, że chcemy zrealizować zespół funkcji $f: B^n \to B^m$ opisany grafem $G\langle Y, \vec{U}\rangle$ na blokach logicznych typu PAL zawierających k-termów. Niech δ_j oznacza liczbę bloków potrzebnych do realizacji j-tej funkcji. Niech $\lceil x \rceil$ oznacza najmniejszą liczbę całkowitą nie mniejszą od x.

Jeżeli $\Delta_j^m > k$, gdzie k jest liczbą termów zawartych w pojedynczym bloku logicznym typu PAL, to realizując implikanty wielowyjściowe musimy wykorzystywać sprzężenia zwrotne. Fakt ten sprawia, że mamy do dyspozycji niejako jeden blok zawierający k termów i dowolną liczbę bloków zawierających $(k-1)$ termów. Rozłączna realizacja poszczególnych funkcji wymaga więc użycia $\delta_j = \left\lceil \frac{\Delta_j^m - k}{k-1} \right\rceil + 1$ blokow logicznych typu PAL zawierających k termów. Jeżeli dodatkowo założymy, że w przypadku, gdy dla $\Delta_j^m = 1$ wartość współczynnika $\delta_j = 1$ to do realizacji zespołu funkcji musimy wykorzystać δ^0 bloków logicznych, gdzie

$$\delta^0 = \sum_{j=1}^{m} \left\lceil \frac{\Delta_j^m - k}{k-1} \right\rceil \tag{1}$$

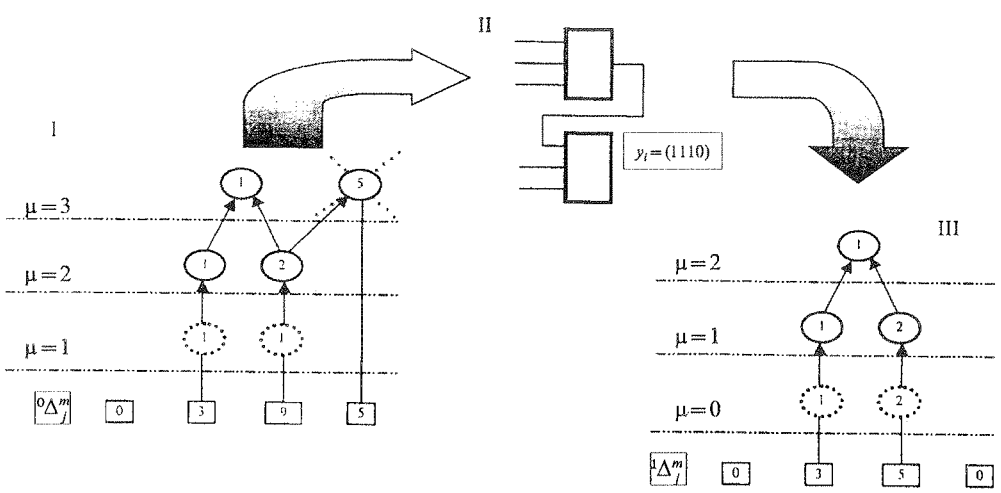
Okazuje się, że na podstawie analizy grafu można poszukiwać rozwiązań wykorzystujących mniejszą liczbę bloków logicznych. Wierzchołki grafu odpowiadają liczbie wielowyjściowych implikantów, które z kolei są skojarzone z jednym wektorem wielowyjściowym. Jeżeli przykładowo na grafie znajduje się wierzchołek μ-tego rzędu, dla którego $\Delta_{y_i} = k$ to możliwe jest zrealizowanie w jednym bloku k implikantów stanowiących wspólne zasoby μ funkcji. Wybór wierzchołka prowadzi do przekształcenia grafu i odpowiedniego zmniejszenia współczynników Δ_j^m (rys. 4).



Rys. 4. (I) Graf opisujący przykładowy zespół funkcji $f: B^n \to B^4$
(II) Realizacja implikantów opisanych przez wierzchołek 3-rzędu
(III) Graf po konwersji związanej z realizacją implikantów opisanych przez wierzchołek 3 rzędu

Konsekwencją wyboru wierzchołka jest w późniejszym etapie wprowadzenie co najwyżej μ-sprzężeń zwrotnych z wyjść bloku na wejścia co powoduje wykorzystanie, w przypadku co najwyżej μ funkcji, jednego termu. Fakt ten rozróżnia wierzchołki, dla których istnieje droga łącząca dany wierzchołek niższego ($<\mu$) rzędu z wybranym wierzchołkiem μ-tego rzędu od pozostałych. Rozróżnienie jest realizowanie poprzez wprowadzenie dodatkowych wierzchołków zerowego rzędu, których wyróżniki wynoszą 1. Po tym kroku do realizacji zespołu funkcji musimy użyć $\delta^1 = \sum_{j=1}^{m} \left\lceil \frac{{}^1\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil + \gamma^1$ bloków logicznych typu PAL, gdzie ${}^1\Delta_j^m$ jest wyróżnikiem równym sumie wszystkich wyróżników zawartych w wierzchołkach, dla których istnieje droga łącząca dany wierzchołek 1-go rzędu (0-wego rzędu jeżeli istnieje) z wszystkimi innymi wierzchołkami wyższych rzędów, natomiast $\gamma^1 = 1$ reprezentuje liczbę bloków wykorzystanych w pierwszym kroku.

Wybór kolejnych wierzchołków należących do dróg, których wierzchołkami początkowymi są wierzchołki zerowego rzędu wprowadza kolejne sprzężenia zwrotne, które na grafie uwidocznione są poprzez inkrementację odpowiednich wyróżników wierzchołków zerowego rzędu (rys. 5).



Rys. 5. (I) Graf opisujący przykładowy zespół funkcji $f: B^n \to B^4$ po wstępnym przekształceniu (II) Realizacja implikantów opisanych przez wierzchołek, którego wyróżnik $\Delta_{0011} = 5$ (III) Graf po konwersji związanej z realizacją implikantów opisanych przez wierzchołek 2 rzędu $\Delta_{0011} = 5$

4. STRATEGIA WYBORU WIERZCHOŁKÓW GRAFU — EFEKTYWNA REALIZACJA ZESPOŁU FUNKCJI W STRUKTURACH TYPU PAL

Główny problem, związany z efektywną realizacją zespołu funkcji w strukturach typu PAL, sprowadza się do odpowiedniego wyboru wierzchołków.

Załóżmy, że po i-tym kroku uzyskujemy graf, dla którego $\delta^i = \sum_{j=1}^{m} \left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil$. Rozpatrzmy w $(i+1)$-kroku wybór wierzchołka, którego wyróżnik wynosi ${}^{i+1}\Delta_y$. Niech wybrany wierzchołek będzie wierzchołkiem μ-tego rzędu, gdzie $\mu \geqslant 2$. Wybór takiego wierzchołka powoduje, że po realizacji wielowyjściowych implikantów skojarzonych z tym wierzchołkiem oraz całej reszty układu, potrzebujemy $\delta^{i+1} + \gamma^{i+1}$ bloków typu PAL, gdzie $\delta^{i+1} = \sum_{j=1}^{m} \left\lceil \frac{{}^{i+1}\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil$, natomiast $\gamma^{i+1} = \left\lceil \frac{{}^{i+1}\Delta_y - 1}{k-1} \right\rceil$.

Wybór wierzchołka ${}^{i+1}\Delta_y$ jest uzasadniony wtedy, gdy $\delta^i \geqslant \delta^{i+1} + \gamma^{i+1}$ (równość jest dopuszczona, ze względu na możliwość minimalizacji liczby bloków w kolejnych krokach). Ponieważ wybrany wierzchołek, wpływa tylko na wartość μ wyróżników ${}^{i+1}\Delta_j^m$, stąd analizę możemy uprościć rozpatrując tylko μ składników sumy. Realizacja implikantów wielowyjściowych skojarzonych z wierzchołkiem ${}^{i+1}\Delta_y$ ogranicza całkowitą liczbę bloków wtedy, gdy spełniona jest zależność (2).

$$\sum_{j=1}^{\mu} \left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil \geqslant \sum_{j=1}^{\mu} \left\lceil \frac{{}^{i+1}\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil + \left\lceil \frac{{}^{i+1}\Delta_y - 1}{k-1} \right\rceil \tag{2}$$

Ponieważ

$$\bigwedge_{1 \leqslant i \leqslant \mu} {}^{i+1}\Delta_j^m = {}^i\Delta_j^m - {}^{i+1}\Delta_y + 1 \tag{3}$$

stąd zależność (2) można przedstawić w następującej postaci

$$\sum_{j=1}^{\mu} \left(\left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil - \left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1 - {}^{i+1}\Delta_y + 1}{k-1} \right\rceil \right) \geqslant \left\lceil \frac{{}^{i+1}\Delta_y - 1}{k-1} \right\rceil \tag{4}$$

Rozpatrzmy dwa przypadki:

1° ${}^{i+1}\Delta_y \geqslant k$

Niech ${}^{i+1}\Delta_y \in \langle pk-(p-1), (p+1)k-(p+1) \rangle$, gdzie $p \in N$.
Ponieważ dla każdego $p \in N$

$$\sum_{j=1}^{\mu} \left(\left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil - \left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1 - {}^{i+1}\Delta_y + 1}{k-1} \right\rceil \right) \geqslant \sum_{j=1}^{\mu} \left(\left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil - \left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1 - p + (p-1) + 1}{k-1} \right\rceil \right) =$$

$$= \sum_{j=1}^{\mu} \left(\left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1}{k-1} \right\rceil - \left\lceil \frac{{}^i\Delta_j^m - 1 - pk(k-1)}{k-1} \right\rceil \right) = \mu p$$

oraz

$$\left\lceil \frac{{}^{i+1}\Delta_y - 1}{k-1} \right\rceil = \left\lceil \frac{(p+1)k - (p+1) - 1}{k-1} \right\rceil = \left\lceil \frac{(p+1)(k-1) - 1}{k-1} \right\rceil = \left\lceil p + 1 - \frac{1}{k-1} \right\rceil \leqslant p+1$$

stąd nierówność (4) sprowadza się do nierówności $\mu p \geqslant p+1$, która jest spełniona, dla każdej wartości $p \in N$.

2° $1 < {}^{i+1}\Delta_y < k$

W tym przypadku wartość współczynnika $\gamma^{i+1}=\left\lceil\frac{{}^{i+1}\Delta_y-1}{k-1}\right\rceil=1$ stąd nierówność $\delta^i\geqslant\delta^{i+1}+\gamma^{i+1}$ jest spełniona, jeżeli

$$\sum_{j=1}^{\mu}\left(\left\lceil\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1}{k-1}\right\rceil-\left\lceil\frac{{}^{i+1}\Delta_j^m-1}{k-1}\right\rceil\right)\geqslant 1.$$

Po uwzględnieniu równości (3) warunek ograniczenia liczby bloków sprowadza się do postaci

$$\sum_{j=1}^{\mu}\left(\left\lceil\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1}{k-1}\right\rceil-\left\lceil\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1-{}^{i+1}\Delta_y+1}{k-1}\right\rceil\right)\geqslant 1 \tag{5}$$

Zależność (5) jest spełniona wtedy, gdy istnieje $j\in\langle 1,\mu\rangle$, takie, że

$$\left\lceil\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1}{k-1}\right\rceil-\left\lceil\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1-{}^{i+1}\Delta_y+1}{k-1}\right\rceil=\left\lceil\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1}{k-1}\right\rceil-\left\lceil\left(\frac{{}^{i}\Delta_j^m-1}{k-1}\right)-\left(\frac{{}^{i+1}\Delta_y-1}{k-1}\right)\right\rceil=1 \tag{6}$$

Przyjmijmy, że r_j oraz r_l są liczbami, spełniającymi zależność (7)

$${}^{i}\Delta_j^m-1\equiv r_j(\mathrm{mod}(k-1)) \qquad {}^{i+1}\Delta_y-1\equiv r_l(\mathrm{mod}(k-1)) \tag{7}$$

Rozpatrzmy przypadek, gdy $r_j\neq 0$ i $r_l\neq 0$.
Ponieważ ${}^{i}\Delta_j^m-1-{}^{i+1}\Delta_y+1\equiv r_j-r_l(\mathrm{mod}(k-1))$ stąd zależność (6) jest spełniona w przypadku, gdy istnieje $j\in\langle 1,\mu\rangle$, dla którego $r_l\geqslant r_j$ tzn. ${}^{i+1}\Delta_y>r_j$.

W przypadku, gdy $r_j=0$ zależność (6) jest spełniona wtedy, gdy ${}^{i+1}\Delta_y\geqslant k$.
Wnioski:

1°: Wybór wierzchołka rzędu $\mu\geqslant 2$ spełniającego zależność ${}^{i+1}\Delta_y\geqslant k$ powoduje minimalizację liczby bloków typu PAL potrzebnych do realizacji zespołu funkcji.

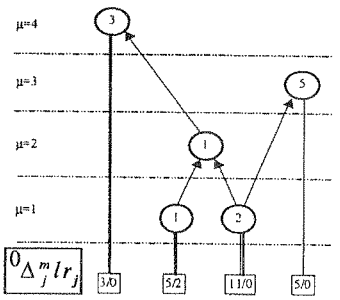
2°: Wybór wierzchołka spełniającego zależność ${}^{i+1}\Delta_y>r_j$, gdzie ${}^{i}\Delta_j^m-1\equiv r_j(\mathrm{mod}(k-1))$ i $r_j\neq 0$ powoduje minimalizację liczby bloków typu PAL potrzebnych do realizacji zespołu funkcji.

5. ALGORYTM REALIZACJI ZESPOŁU FUNKCJI W STRUKTURACH TYPU PAL

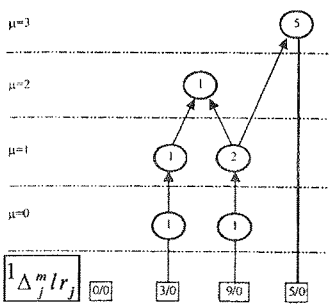
Przedstawione w poprzednich rozdziałach rozważania pozwalają skonstruować algorytm umożliwiający efektywną realizację zespołu funkcji składający się z następujących etapów:

1. Minimalizacja zespołu funkcji.
2. Wyznaczenie wartości wyróżników ${}^{0}\Delta_j^m$, utworzenie grafu $G\langle Y,\vec{U}\rangle$, wyznaczenie parametrów r_j, gdzie ${}^{0}\Delta_j^m-1\equiv r_j(\mathrm{mod}(k-1))$; $j\in\langle 1,m\rangle$.
3. Realizacja wielowyjściowych implikantów na podstawie wyboru odpowiedniego wierzchołka grafu zgodnie z następującymi zasadami:
   - wybieramy wierzchołek, dla którego $\mu=\max$
   - wybieramy wierzchołek, dla którego ${}^{i}\Delta_y\geqslant k$
   - wybieramy wierzchołek, dla którego ${}^{i}\Delta_y>r_j$.

```
.i 5
.o 4
.ilb a b c d e
.ob y3 y2 y1 y0
.p 12
10100 0100
10001 0110
10010 0010
10111 0010
01100 1110
01010 1110
01111 1110
01001 0011
11000 0011
11110 0011
11101 0011
11011 0011
.e
```

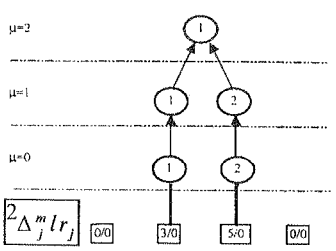


$$\delta^0 = \sum_{j=1}^{4} \left\lceil \frac{^0\Delta_j^4 - 1}{2} \right\rceil = 1+2+5+2 = 10$$



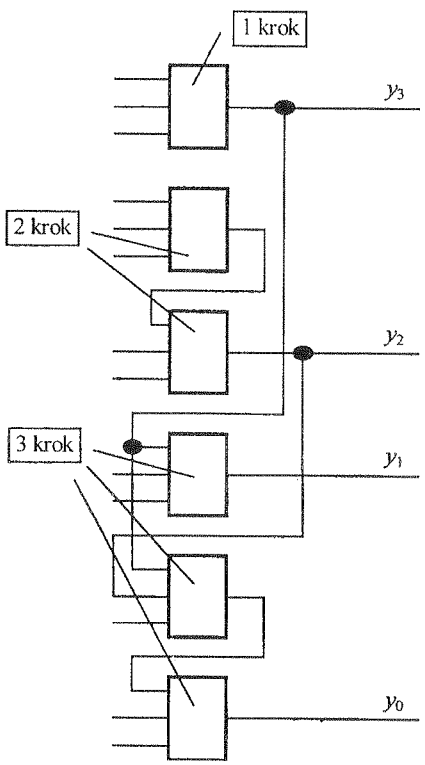
$\gamma^1 = 1$

$$\delta^1 = \sum_{j=1}^{4} \left\lceil \frac{^1\Delta_j^m - 1}{2} \right\rceil = 0+1+4+2+\gamma^1 = 8 \le \delta^0$$



$\gamma^2 = 2$

$$\delta^2 = \sum_{j=1}^{4} \left\lceil \frac{^2\Delta_j^4 - 1}{k-1} \right\rceil = 0+1+2+0+\gamma^2 = 5 \le \delta^1$$



Rys. 6. Realizacja zespołu funkcji na blokach typu PAL zawierających 3 termy

4. Redukcja grafu, wprowadzenie wierzchołków zerowego rzędu, wyznaczenie wyróżników ${}^{i+1}\Delta_j^m$ i parametrów r_j stanowiących wartości początkowe $(i+1)$ kroku.
5. Sprawdzenie czy istnieją wierzchołki spełniające warunki punktu 3. Jeżeli wierzchołki takie nie istnieją, to realizacja implikantów przyporządkowanych pozostałym wierzchołkom; w przeciwnym przypadku p. 3.

Przykład 3:

Zrealizujmy zespół funkcji y.pla wykorzystując bloki logiczne typu PAL zawierające trzy termy. Poszczególne etapy syntezy przedstawione są na rys. 6.

6. WYNIKI EKSPERYMENTÓW

W celu zweryfikowania efektywności przedstawionej metody realizacji zespołu funkcji przeprowadzono syntezę układów testowych (ang. benchmark) dla struktur typu PAL, składających się z bloków logicznych, zawierających k termów.

Syntezę układów testowych przeprowadzono dwoma metodami. W pierwszej, klasycznej metodzie, po dwupoziomowej minimalizacji wykonanej dla każdej funkcji oddzielnie (Espresso), obliczono, zgodnie z zależnością (1), liczbę potrzebnych do realizacji bloków logicznych typu PAL, zawierających k termów. Druga metoda wykorzystuje przedstawioną w artykule zasadę realizacji zespołu funkcji. Liczbę niezbędnych do realizacji odpowiedniego układu testowego bloków logicznych, dla różnych wartości k, przedstawiono w tablicy 1.

Tablica 1

Wyniki syntezy układów testowych dla bloków logicznych typu PAL zawierających k-termów

$k=3$	Sqn	Sao2	Rd73	Squar5	Rd53	Rd84	Root
Prezentowana metoda	20	29	63	17	15	128	36
Rozłączna realizacja funkcji	21	36	70	14	15	160	37
$k=4$	Sqn	Sao2	Rd73	Squar5	Rd53	Rd84	Root
Prezentowana metoda	14	20	43	12	11	87	25
Rozłączna realizacja funkcji	15	24	47	11	11	107	26
$k=5$	Sqn	Sao2	Rd73	Squar5	Rd53	Rd84	Root
Prezentowana metoda	12	16	32	11	8	66	21
Rozłączna realizacja funkcji	11	19	36	9	8	80	19

Porównano również przedstawioną metodę syntezy, z wynikami uzyskanymi za pomocą systemu MAX+PLUS II dla struktur EP1810 zbudowanych z bloków logicznych typu PAL, zawierających 8 termów. Uzyskane wyniki przedstawione są w tablicy 2.

Tablica 2

Wyniki syntezy układów testowych dla struktur EP1810

$k=8$	Sqn	Sao2	Rd73	Squar5	Rd53	Rd84	Root
Prezentowana metoda	7	10	19	8	6	38	14
MAX+PLUS II	11	14	21	8	7	115	14

7. PODSUMOWANIE

Stosunkowo niewielka liczba termów, zawartych w blokach logicznych typu PAL, sprawia, że proces ich wykorzystania staje się kluczowym problemem syntezy. Zaproponowana w artykule technika realizacji zespołu funkcji, wprowadza możliwość ograniczenia liczby niezbędnych bloków logicznych typu PAL, poprzez możliwość równoczesnej realizacji implikantów, stanowiących wspólne zasoby kilku funkcji. Wyniki eksperymentów dowodzą, że wykorzystanie przedstawionej metody prowadzi często do znacznego ograniczenia liczby bloków logicznych potrzebnych do realizacji wybranych układów testowych. Jak widać z przedstawionych wyników istnieją również sytuacje, w których przedstawiona metoda daje gorsze rezultaty od klasycznej syntezy, prowadzonej dla każdej funkcji oddzielnie. Nic nie stoi jednak na przeszkodzie, aby po wykonanej syntezie dwoma metodami, wybrać lepsze rozwiązanie.

BIBLIOGRAFIA

1. Altera, AMD, Lattice, Xilinx 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*, Boston/London/Dordrecht, Kluwer Academic Publishers, 1993, pp. 45—86
6. M.J. Ciesielski, S. Yang: *PLADE: A two-stage PLA decomposition*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 11(8), pp. 943—954, August 1992
7. H.A. Curtis: *The Design of switching Circuits*, New Jersey, Toronto, New York, D. van Nostrand Company, Inc., Princeton, 1962
8. D. Kania: *Two-level logic synthesis on PALs*, Electronics Letters, 1999, Vol. 35, No. 11, pp. 879—880
9. D. Kania: *Two-level logic synthesis on PAL-based CPLD and FPGA using decomposition*, Milan, Euromicro, 1999
10. T. Łuba: *Multi-level logic synthesis based on decomposition*, Microprocessors and Microsystems, Vol. 18, No. 8, October 1994, pp. 429—437
11. Z. Salcic, A. Smailagic: *Digital systems design and prototyping using field programmable logic*, Kluwer Academic Publishers, 1998

D. KANIA

METHOD FOR EFFICIENT IMPLEMENTATION OF MULTIPLE-OUTPUT FUNCTION IN PAL-BASED DEVICES

Summary

The objective of the technology mapping method presented in this paper is to implement a multiple-output function with minimal number of PAL-based logic blocks included in CPLD devices. In this method product term included in logic block can be shared by some function. The results are compared with classical technology mapping method and synthesis of benchmarks by means of MAX+PLUS II software.

Key words: technology mapping, decomposition, logic synthesis, minimization, PLD.

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 445–454

Synteza logiczna dla układów CPLD typu PAL wykorzystująca dekompozycję

DARIUSZ KANIA

Instytut Elektroniki, Politechnika Śląska, Gliwice

Otrzymano 1999.06.28
Autoryzowano 1999.12.22

Struktura typu PAL stanowi jądro wielu układów CPLD. Jednym z podstawowych problemów syntezy jest problem podziału układu na odpowiednie części, realizowane w pojedynczych blokach logicznych typu PAL zawierających określoną liczbę termów. W artykule przedstawiono metodę syntezy wykorzystującą dekompozycję. Opracowane algorytmy, zaimplementowane w systemie Decomp, zostały wykorzystane do podziału funkcji testowych w celu realizacji na blokach logicznych typu PAL o zadanej liczbie termów. Uzyskane wyniki porównano z wynikami opublikowanymi w [4].

Słowa kluczowe: dekompozycja, synteza logiczna, układy logiki programowalnej

1. WPROWADZENIE

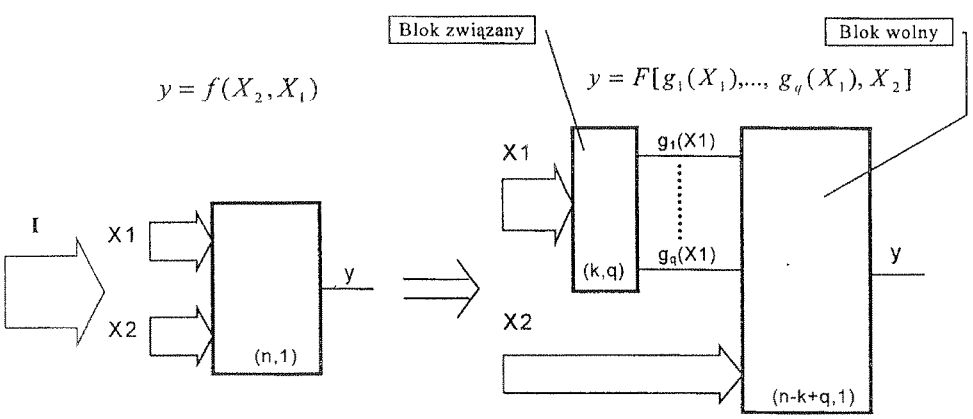
Struktury CPLD (np. MAX 3000, 5000, 7000, 9000 firmy Altera, MACH 1, 2, 3,4, 5 firmy AMD itp.) zajmują znaczące miejsce w całej rodzinie układów programowalnych [1, 22]. Jądrem, zawartych w układach CPLD bloków logicznych, jest najczęściej struktura typu PAL posiadająca ściśle określoną (najczęściej stałą) liczbę iloczynów dołączonych do poszczególnych komórek wyjściowych. Ta specyficzna cecha struktur typu PAL w znaczący sposób wpływa na proces syntezy układów cyfrowych w oparciu o tego typu układy. Znaczne ograniczenia wprowadzają zasoby wewnętrzne bloku logicznego i związana z nimi jego pojemność kodowa [15]. Podział termów (składników sum) i ich minimalizacja, ze względu na z reguły duża liczbę wejść występujących w tego typu strukturach, jest jednym z podstawowych problemów syntezy. Najczęściej zawarte w strukturach CPLD bloki logiczne zawierają dodatkowe zasoby logiczne ułatwiające proces podziału. Należą do nich między innymi ekspandery, programowalne rozdzielacze (ang. Logic Allocator), czy też wyjściowe bufory trójstanowe [1]. W pracach [13, 14] została przedstawiona metoda syntezy dwupoziomowych struktur logicznych wykorzystująca trójstanowe bufory wyjściowe. Niestety nie we wszystkich układach CPLD bufory takie występują stąd często istnieje konieczność wykorzystywania sprzężeń zwrotnych, które „spowalniają" cały układ.

Znane z literatury algorytmy dekompozycji najczęściej ukierunkowane są na wielopoziomową realizację układów w strukturach bramkowych lub strukturach typu Look-up Table. Do pierwszej grupy należą przede wszystkim algorytmy syntezy wielopoziomowej oparte na transformacji wyrażeń boolowskich wspomagane procedurami grupowania, leksykograficznego porzadkowania zmiennych, programowaniem dynamicznym (MIS-PGA[19], ASYL [2], Chortle [8], FlowMap [11]). Prace dotyczące dekompozycji układów w celu ich realizacji w strukturach typu Look-up Table często bazują na klasycznym modelu dekompozycji wprowadzonym przez Ashenhursta [3] i rozszerzonym przez Curtisa [12]. Klasyczny model dekompozycji wraz z różnorodnymi rozszerzeniami stanowi między innymi podstawę takich systemów jak TRADE [23], FGSyn [16], Demain [20], TOS [17] oraz algorytmu dekompozycji opublikowanego w [21]. W ostatnim czasie duże nadzieje wiąże się z wykorzystywaniem w procesie dekompozycji binarnych diagramów decyzyjnych (ang. Binary Decision Diagram) [9, 16]. Dekompozycja stanowi często istotę procesu syntezy układów cyfrowych w oparciu o struktury programowalne [4, 7, 10, 18].

Pojemność kodowa bloku logicznego typu Look-up Table wynosi 2^n, gdzie n jest liczbą wejść bloku [15], stąd wewnątrz bloku możliwa jest realizacja każdej n-wejściowej funkcji. W tej sytuacji podstawowym problemem syntezy staje się problem podziału wejść. W przypadku struktur typu PLA istotnym problemem jest problem minimalizacji liczby termów stanowiących wspólne zasoby zespołu funkcji. Metody syntezy dwupoziomowej często wykorzystują klasyczny już algorytm Espresso [6] minimalizujący liczbę składników iloczynowych matryc PLA lub PAL. Nie bez znaczenia jest również dekompozycja, która może być wykorzystywana do zmniejszania złożoności (powierzchni) całej struktury [10].

Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie metody syntezy logicznej przeznaczonej do realizacji układów cyfrowych w oparciu o bloki logiczne typu PAL o zadanej liczbie iloczynów dołączonych do poszczególnych komórek wyjściowych. Najistotniejszym ogniwem prezentowanej syntezy jest proces dekompozycji.

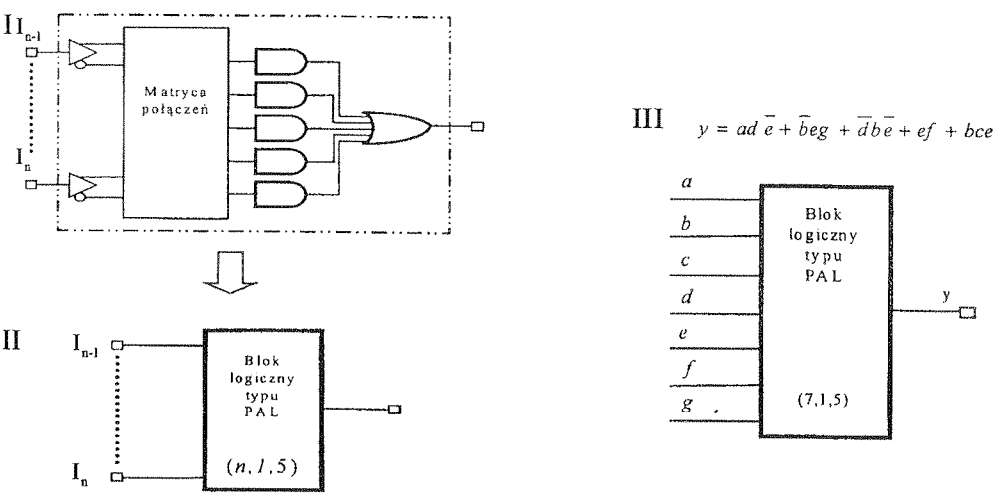
Najczęściej celem dekompozycji jest odpowiednie rozbicie układu logicznego na podukłady o mniejszej liczbie wejść (realizacja układu cyfrowego w strukturach



Rys. 1. Dekompozycja Curtis'a i odpowiadające jej rozbicie układu

FPGA typu tablicowego zawierającego konfigurowalne bloki logiczne). Blok logiczny typu Look-up Table może być scharakteryzowany przez parę liczb (n_i, m_i), gdzie n_i jest liczbą wejść bloku, natomiast m_i — liczbą wyjść. Zastosowanie klasycznego modelu dekomozycji polega na rozbiciu (rys. 1) bloku scharakteryzowanego parą liczb $(n\ 1)$ na dwa inne bloki o parametrach (k, q) i $(n-k+1, 1)$.

W przypadku układów typu PAL zasoby wewnętrzne bloku logicznego charakteryzuje trójka liczb (n_i, m_i, t_i) gdzie n_i jest liczbą wejść bloku, m_i liczbą wyjść $(m_i = 1)$, natomiast t_i — liczbą termów (rys. 2). W przypadku struktur CPLD, ze względu na stosunkowo duża liczbę wejść, podstawowym problemem staje się odpowiednie wykorzystywanie iloczynów wystepujących w pojedynczej komórce. Możliwa jest synteza logiczna wykorzystująca klasyczny model dekompozycji, lecz kolejnymi etapami powinny być w tym przypadku: minimalizacja bloku wolnego, minimalizacja bloku związanego oraz realizacja poszczególnych bloków na odpowiedniej liczbie komórek typu PAL. W tej sytuacji uzasadnionym jest poszukanie modelu dekompozycji, który umożliwi odpowiedni podział układu na bloki o zadanej liczbie termów. Różnica pomiędzy zaproponowanym modelem dekompozycji, a klasyczną dekompozycją Curtis'a polega na specyficznym kodowaniu wektorów tworzonych przez zmienne należące do zbioru wolnego, zapewniającym realizowalność (bez minimalizacji) bloku wolnego w pojedynczej komórce typu PAL o zadanej liczbie termów.



Rys. 2. (I) Struktura wewnętrzna bloku logicznego typu PAL,
(II) Schemat blokowy komórki PAL,
(III) Realizacja funkcji y na bloku logicznym typu PAL

2. PODSTAWY TEORETYCZNE

Niech $y = f(I_{n-1}, \ldots, I_1, I_0)$ będzie funkcją logiczną, która przyjmuje stan aktywny („L" lub „H") dla określonych wektorów $I = (I_{n-1}, \ldots, I_1, I_0)$ tworzących stany należą-

ce do zbioru stanów $\mathbf{I}=\{\mathbf{I}_{2^n-1},...,\mathbf{I}_1,\mathbf{I}_0\}$. Niech $\mathbf{A}_y^1(\mathbf{A}_y^0)$ będzie zbiorem wektorów, dla których funkcja $y=f(I_{n-1},...,I_1,I_0)$ przyjmuje stan aktywny „H" („L").

Niech $\mathbf{P}_X$ będzie zbiorem stanów $\mathbf{I}_X=\{\mathbf{I}_{2^k-1},...,\mathbf{I}_1,\mathbf{I}_0\}$ k-elementowych $(k<n)$ wektorów $X=(I_{k-1},...,I_1,I_0)$. Załóżmy, że funkcja y przyjmuje stan aktywny „H" i oznaczmy wektory zbioru $\mathbf{P}_X$ oraz $\mathbf{A}_y^1$ odpowiednio

$$\mathbf{P}_X=\{P_{2^k-1},...,P_1,P_0\}_{I_{k-1},...,I_1,I_0};\qquad \mathbf{A}_y^1=\{A_{r-1},...,A_1,A_0\}_{I_{n-1},...,I_1,I_0}$$

Wybrany element $P_j\in\mathbf{P}_X$ pokrywa 2^k-stanów tworzących zbiór stanów $\mathbf{I}_p$ natomiast A_i pokrywa stan $\mathbf{I}_a$. Niech T_{ij} bedzie wektorem pokrywającym $\mathbf{I}_t$-stanów, dla którego spełniona jest zależność $\mathbf{I}_a=\mathbf{I}_t\cap\mathbf{I}_p$.

Definicja 1:

Podzbiorem charakterystycznym $\mathbf{T}_j$ $(0\leqslant j\leqslant 2^k-1)$ nazywamy zbiór $\mathbf{T}_j=\bigcup_{i=0}^{r-1}T_{ij}$ gdzie $r=\overline{\overline{\mathbf{A}_y^1}}$; $k=\overline{\overline{\mathbf{P}_X}}$, natomiast T_{ij} jest wektorem spełniającym zależność $\mathbf{I}_a=\mathbf{I}_t\cap\mathbf{I}_p$, gdzie $\mathbf{I}_a$ jest stanem pokrytym przez i-ty wektor należący do zbioru $\mathbf{A}_y^1$, $\mathbf{I}_p$ jest zbiorem stanów pokrywanych przez wektor $P_j\in\mathbf{P}_X$, natomiast $\mathbf{I}_t$ jest zbiorem stanów pokrywanych przez wektor przez T_{ij}.

Przykład 1:

Niech $y=f(I_4,I_3,I_2,I_1,I_0)$, $\mathbf{I}=\{I_4,I_3,I_2,I_1,I_0\}$, $\mathbf{X2}=\{I_1,I_0\}$,

$$\mathbf{A}_y^1=\{A_{19},...,A_1,A_0\}=\{00100,11000,11100,10000,00001,01101,01001,10101,00010,01110,$$
$$11010,11110,00011,00111,01111,01011,11011,11111,10111,10011\}_{I_4,I_3,I_2,I_1,I_0}$$

$$\mathbf{P}_{X2}=\{P_3,P_2,P_1,P_0\}=\{11,10,01,00\}_{I_1,I_0}$$

Podzbiory charakterystyczne implikowane przez wektory należace do zbioru $\mathbf{P}_{X2}$ wynoszą odpowiednio

$$P_3\longrightarrow\mathbf{T}_3=\{000,001,010,011,100,101,110,111\}_{I_4,I_3,I_2}$$
$$P_2\longrightarrow\mathbf{T}_2=\{000,011,110,111\}_{I_4,I_3,I_2}$$
$$P_1\longrightarrow\mathbf{T}_1=\{000,010,011,101\}_{I_4,I_3,I_2}$$
$$P_0\longrightarrow\mathbf{T}_0=\{001,100,110,111\}_{I_4,I_3,I_2}$$

Oznaczmy przez $\mathbf{X1}$ zbiór równy $\mathbf{I}-\mathbf{X2}$. Podzbiory charakterystyczne różne od $\mathbf{P}_{X1}$ oraz ϕ można podzielić na p-części takich, że dowolny podzbiór charakterystyczny należy do zbioru $\mathbf{T}_i^*$ lub $\mathbf{T}_i^{*'}$ oraz

$$\bigwedge_{1\leqslant i\leqslant p}\mathbf{T}_i^*\cup\mathbf{T}_i^{*'}=\mathbf{P}_{X1}\qquad\text{i}\qquad\mathbf{T}_i^*\cap\mathbf{T}_i^{*'}=\phi$$

(w szczególnym przypadku $\mathbf{T}_i^{*'}=\phi$ wtedy $\mathbf{T}_i^*\subset\mathbf{P}_{X1}$).
Zbiory $\mathbf{T}_i^*$ i $\mathbf{T}_i^{*'}$ zawierają podzbiory charakterystyczne, którym przyporządkowane są wektory należace do zbioru $\mathbf{P}_{X2}$. Oznaczmy zbiór tych wektorów jako $\mathbf{P}_i$.

Możliwy jest podział zbioru $\mathbf{A}^1_y$, zgodnie z zasadą:
element A_i zbioru $\mathbf{A}^1_y$, należy do zbioru $\mathbf{A}^1_{yi}$ wtedy, gdy istnieje wektor $P_j \in \mathbf{P}_i$, taki, że $\mathbf{I}_a \subset \mathbf{I}_p$ na p rozłącznych części $\mathbf{A}^1_{yi}$, będących zbiorami wektorów aktywnych funkcji y_i, podlegającej dekompozycji prostej.
Podzbiory charakterystyczne $\mathbf{T}_j = \mathbf{P}_{X1}$ tworzą rozłączny zbiór $\mathbf{A}^1_{y(p+1)}$ opisujący funkcję niezależną od zmiennych należących do zbioru X1. Ostatecznie ponieważ zbior wektorów $\mathbf{A}^1_y$ można podzielić przedstawioną metodą na p-rozłącznych części $\mathbf{A}^1_y$ $(1 \leqslant i \leqslant p)$ opisujących funkcje y_i podlegające dekompozycji prostej tzn.:

$$\mathbf{A}^1_{y1} \Rightarrow y_1 = f_1[g_1(X1), X2]$$

$$\mathbf{A}^1_{y2} \Rightarrow y_2 = f_2[g_2(X1), X2]$$

. . . . .

. . . . .

$$\mathbf{A}^1_{y(p-1)} \Rightarrow y_{p-1} = f_{p-1}[g_{p-1}(X1), X2]$$

$$\mathbf{A}^1_{yp} \cup \mathbf{A}^1_{y(p+1)} \Rightarrow y_p = f_p[g_p(X1), X2]$$

stąd

$$y = f(X_2, X_1) = F[g_1(X_1), g_2(X_1), \ldots, g_p(X_1), X_2]$$

gdzie p jest liczbą odpowiednio podzielonych grup podzbiorów charakterystycznych.

Przykład 2:

Spróbujmy podzielić zbiór $\mathbf{A}^1_y$ z przykładu 1 na podzbiory $\mathbf{A}^1_{yi}$ ta, aby funkcje opisane przez te zbiory podlegały dekompozycji prostej. Niech zbiór $\mathbf{X1} = (I_4, I_3, I_2\}$, $\mathbf{X2} = \{I_1, I_0\}$ stąd (patrz przykład 1)

$$P_3 \longrightarrow \mathbf{T}_3 = \{000,001,010,011,100,101,110,111\}_{I_4, I_3, I_2}$$

$$P_2 \longrightarrow \mathbf{T}_2 = \{000,011,110,111\}_{I_4, I_3, I_2}$$

$$P_1 \longrightarrow \mathbf{T}_1 = \{000,010,011,101\}_{I_4, I_3, I_2}$$

$$P_0 \longrightarrow \mathbf{T}_0 = \{001,100,110,111\}_{I_4, I_3, I_2}$$

Ponieważ $\mathbf{T}_0 \cup \mathbf{T}_1 = \mathbf{P}_{X1}$ i $\mathbf{T}_0 \cap \mathbf{T}_1 = \phi$ oraz $\mathbf{T}_3 = \mathbf{P}_{X1}$, stąd podzbiory charakterystyczne można podzielić na dwa podzbiory $\mathbf{T}^1 = \{\mathbf{T}_0, \mathbf{T}_1\}$ i $\mathbf{T}^2 = \{\mathbf{T}_2\}$. Podzbiory $\mathbf{T}^1$, $\mathbf{T}^2$ oraz $\mathbf{T}_3$ implikują $\mathbf{A}^1_{y1}$, $\mathbf{A}^1_{y2}$ i $\mathbf{A}^1_{y3}$ opisujące funkcje podlegające dekompozycji prostej takie, że $\mathbf{A}^1_{y1} \cup \mathbf{A}^1_{y2} \cup \mathbf{A}^1_{y3} = \mathbf{A}^1_y$ tzn.:

$$\mathbf{T}^1 = \{\mathbf{T}_0, \mathbf{T}_1\} \rightarrow \mathbf{A}^1_{y1} = \{00100,10000,11000,11100,00001,01001,01101,10101\}_{I_4, I_3, I_2, I_1, I_0}$$

$$\mathbf{T}^2 = \{\mathbf{T}_2\} \rightarrow \mathbf{A}^1_{y2} = \{00010,01110,11010,11110\}_{I_4, I_3, I_2, I_1, I_0}$$

$$\mathbf{T}_3 \rightarrow \mathbf{A}^1_{y3} = \{00011,00111,01011,01111,10011,10111,11011,11111\}_{I_4, I_3, I_2, I_1, I_0}$$

$$\mathbf{A}^1_{y1} \Rightarrow y_1 = (\bar{I}_4 \bar{I}_3 \bar{I}_2 + I_4 I_3 + I_4 \bar{I}_2)\bar{I}_1 \bar{I}_0 + \overline{(\bar{I}_4 \bar{I}_3 \bar{I}_2 + I_4 I_3 + I_4 \bar{I}_2)} \bar{I}_1 I_0 = f_1[g_1(X1), X2]$$

$$\mathbf{A}^1_{y2} \cup \mathbf{A}^1_{y3} \Rightarrow y_2 = (\bar{I}_4 \bar{I}_3 \bar{I}_2 + \bar{I}_4 I_3 I_2 + I_4 I_3) I_1 \bar{I}_0 + I_1 I_0 = f_2[g_2(X1), X2]$$

Najczęściej interesuje nas realizacja funkcji na identycznych blokach logicznych typu PAL zawierających ściśle określoną liczbę iloczynów dołączonych do poszczególnych komórek wyjściowych.

3. ALGORYTM, UMOŻLIWIAJĄCY REALIZACJĘ FUNKCJI $y=f(I_{n-1},...,I_1,I_0)$ NA BLOKACH LOGICZNYCH TYPU PAL O ZADANEJ LICZBIE TERMÓW t

1. Jeżeli blok logiczny ma możliwość programowania stanu aktywności wyjścia to decydujemy się na realizację funkcji z warunków działania (niedziałania) jeżeli $\overline{\overline{\mathbf{A}_y^1}}<\overline{\overline{\mathbf{A}_y^0}}$, $(\overline{\overline{\mathbf{A}_y^0}}<\overline{\overline{\mathbf{A}_y^1}})$; załóżmy, że dalszy ciąg algorytmu będzie przedstawiony dla przypadku $\overline{\overline{\mathbf{A}_y^1}}<\overline{\overline{\mathbf{A}_y^0}}$
2. Jeżeli $\overline{\overline{\mathbf{A}_y^1}}<2t$ to realizujemy funkcję y wykorzystując sprzężenia zwrotne, w przeciwnym przypadku szukamy podziału funkcji y na funkcje podlegające dekompozycji prostej, tzn.:
   A. Rozpatrujemy podziały zbioru $\mathbf{I}=\{I_{n-1},...,I_1,I_0\}$ na podzbiory $\mathbf{X1}=\{I_{k-1},...,I_1,I_0\}$ oraz $\mathbf{X2}=\{I_{n-1},...,I_{k+1},I_k\}$ takie, że $2^{\overline{\overline{\mathbf{X2}}}}\leqslant t$.
   B. Szukamy podziału zbioru $\mathbf{A}_y^1$ na minimalną liczbę rozłącznych części $\mathbf{A}_{yi}^1$ $(1\leqslant i\leqslant p)$ opisujących funkcje y_i podlegające dekompozycji prostej:
   Dla zadanego zbioru zmiennych $\mathbf{X2}$ wyznaczamy podzbiory charakterystyczne. Dzielimy podzbiory charakterystyczne różne od $\mathbf{P}_{X_1}$ oraz ϕ na p-części takich, że dowolny podzbiór charakterystyczny należy do $\mathbf{T}_i^*$ lub $\mathbf{T}_i^{*'}$, przy czym

$$\bigwedge_{1\leqslant i\leqslant p} \mathbf{T}_i^*\cup\mathbf{T}_i^{*'}=\mathbf{P}_{X1} \quad \text{i} \quad \mathbf{T}_i^*\cap\mathbf{T}_i^{*'}=\phi$$

   (w szczególnym przypadku $\mathbf{T}_i^{*'}=\phi$ wtedy $\mathbf{T}_i^*\subset\mathbf{P}_{X1}$).
   Podział podzbiorów charakterystycznych implikuje podział zbioru wektorów aktywnych na p-części ponieważ

$$\mathbf{T}_i^*,\ \mathbf{T}_i^{*'}\rightarrow\mathbf{P}_i\in\mathbf{P}_{X2};\qquad \mathbf{P}_i\rightarrow\mathbf{A}_{yi}^1$$

   C. Wybieramy rozwiązanie, dla którego zbiór $\mathbf{A}_y^1$ dzieli się na minimalną liczbę podzbiorów $\mathbf{A}_{yi}^1$ $(1\leqslant i\leqslant p)$ tzn. $p=\min$.
   D. Jeżeli w wybranym rozwiązaniu liczba podzbiorów charakterystycznych różnych od ϕ jest dużo mniejsza od $t\left(\text{tzn. }\leqslant\frac{t}{2}\right)$ to poszukujemy „lepszego" rozwiązania wśród podzbiorów o mocy $\overline{\overline{\mathbf{X2}}}+1$ (2A).
   E. Realizujemy funkcję $y=f[g(X1),X2]$ na bloku zawierającym t-termów.
   F. Minimalizujemy funkcje opisane przez podzbiory $\mathbf{A}_{yi}^1$ (Espresso−Dso).
   G. Wyznaczamy $\overline{\overline{\mathbf{A}_{yi}^1}}$ $(1\leqslant i\leqslant p)$ po minimalizacji.
3. Jeżeli $\overline{\overline{\mathbf{A}_{yi}^1}}\geqslant 2t$ to szukamy podziału funkcji y_i na funkcje podlegające dekompozycji prostej (2A), w przeciwnym przypadku realizujemy funkcję y_i wykorzystując sprzężenia zwrotne.

Przykład 3:

Spróbujmy zrealizować funkcję y_0 układu testowego rd73 na blokach logicznych typu PAL zawierających $t=8$ iloczynów dołączonych do komórki wyjściowej.

Zbiór $\mathbf{A}_y^1$ zawiera 42 wektory stąd bezpośrednia realizacja wykorzystująca do ekspansji liczby termów sprzężenia zwrotne, wymaga użycia 6 komórek PAL (7, 1, 8). Spróbujmy zrealizować funkcję y_0 wykorzystując przedstawiony algorytm syntezy.

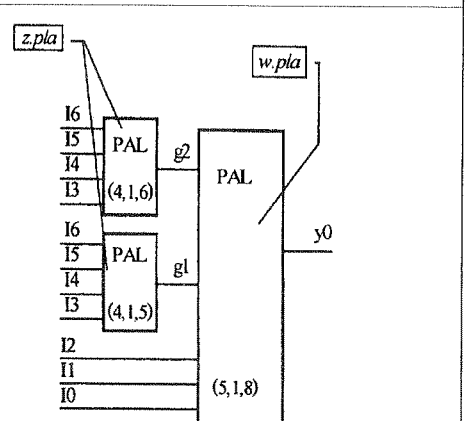
Zbiór $\overline{\mathbf{A}_y^1} < \overline{\mathbf{A}_y^0}$ oraz $\overline{\mathbf{A}_y^1} > 2t$ stąd poszukujemy podziału zbioru $\mathbf{A}_y^1$ na minimalną liczbę rozłącznych podzbiorów $\mathbf{A}_{yi}^1$ opisujących funkcje y_i podlegające dekompozycji prostej. W tym celu rozpatrujemy podziały zbioru $\mathbf{I}=\{I_6,...,I_1,I_0\}$ na podzbiory X1 oraz X2 takie, że $\mathbf{X}_1 \cup \mathbf{X}_2 = \mathbf{I}$, $\mathbf{X}_1 \cap \mathbf{X}_2 = \phi$, i $\overline{\mathbf{X2}}=3$. Jednym z podziałów zbioru $\mathbf{I}=\{I_6,...,I_1,I_0\}$ spełniającym warunki przedstawionego algorytmu jest podział na podzbiory $\mathbf{X1}=\{I_6,I_5,I_4,I_3\}$ oraz $\mathbf{X2}=\{I_2,I_1,I_0\}$. Podzbiory charakterystyczne powstające po takim podziale można podzielić na dwie grupy $\mathbf{T}^1$, $\mathbf{T}^2$ odpowiadające wektorom utworzonym przez zmienne należące do zbioru X2 tzn.ea

$$\{011,101,110\}_{I_2I_1I_0} \leftrightarrow \mathbf{T}_1^* \in \mathbf{T}$$
$$\{000\}_{I_2I_1I_0} \leftrightarrow \mathbf{T}_1^{*'} \in \mathbf{T}^1$$
$$\{001,010,100\}_{I_2I_1I_0} \leftrightarrow \mathbf{T}_2^* \in \mathbf{T}^2$$
$$\{111\}_{I_2I_1I_0} \leftrightarrow \mathbf{T}_2^* \in \mathbf{T}^2$$

Podział odzbiorów charakterystycznych implikuje podział zbioru wektorów $\mathbf{A}_y^1$, który ostatecznie prowadzi do realizacji funkcji y_0 układu testowego rd73 na blokach logicznych typu PAL (x, 1, 8) przedstawionej w tablicy 1. Zbiór *z.pla* opisuje funkcje realizowane w dwóch blokach związanych, natomiast zbiór *w.pla* funkcję realizowaną w bloku wolnym.

Tablica 1

Zbiory *z.pla*, *w.pla* oraz realizacja funkcji y_0 w oparciu o komórki PAL (x,1,8)

z.pla	*w.pla*	Realizacja funkcji y_0 wykorzystująca komórki typu PAL (x,1,8)
.i 4 .o 2 .ilb I6 I5 I4 I3 .ob. g1 g2 .p 11 1111 10 -000 10 0-00 10 00-0 10 000- 10 0110 01 00-1 01 1-00 01 -001 01 010- 01 -010 01 .e	.i 5 .o 1 .ilb I2 I1 I0 g1 g2 .ob y0 .p 8 100-1 1 010-1 1 001-1 1 1101- 1 1011- 1 0111- 1 111-0 1 0000- 1 .e	

4. WYNIKI EKSPERYMENTÓW

Przedstawiony w pracy algorytm został zaimplementowany w systemie Decomp przeznaczonym do realizacji układów cyfrowych w oparciu o struktury programowalne. W celu zweryfikowania efektywności przedstawionej metody uzyskane wyniki porównano z klasyczną metodą syntezy opartą na algorytmie dwupoziomowej minimalizacji — Espresso. W przypadku klasycznej syntezy wykorzystywano sprzężenia zwrotne w przypadku konieczności ekspansji liczby termów. Równocześnie minimalizowano liczbę poziomów logicznych. Tablica 2 przedstawia uzyskane wyniki tzn. liczbę komórek typu PAL oraz liczbę poziomów logicznych (przyjęto, że matryca AND-OR stanowi jeden poziom logiczny). Syntezę przeprowadzono dla bloków zawierających 8 termów.

Dokonano również syntezy wykorzystując standardowe struktury PAL i porównano je z wynikami przedstawionymi w pracy [4]. W przypadku systemu Decomp podano również typ użytej struktury tzn. 16V8 lub 22V10.

Tablica 2

Wyniki syntezy układów testowych wykorzystującej bloki logiczne typu PAL zawierające 8 termów

	Dekomp	Minimalizacja (Espresso) Wykorzystanie sprzężeń zwrotnych
5×p1	15/2	16/2
9sym	11/3	16/3
Clip	23/3	22/2
Rd53	6/3	6/2
Rd73	11/3	24/2
Rd84	16/4	41/3
Sao2	18/4	11/2

Tablica 3

Wyniki syntezy układów testowych wykorzystującej struktury PAL 16V8, 22V10

	Dekomp 16V8, 22V10	ASYL [4] 16V8, 22V10 i inne mniejsze
5xp1	2/2 (16V8)	2/2
9sym	1/3 (22V10)	1/2
Clip	2/3 (22V10)	3/2
Rd53	1/3 (16V8)	1/1
Rd73	2/3 (16V8)	3/2
Rd84	2/4 (22V10)	4/2
Sao2	2/4 (22V10)	1/2

5. PODSUMOWANIE

Głównym ograniczeniem bloków logicznych typu PAL jest stosunkowo mała liczba termów, co sprawia, że proces ich wykorzystania staje się podstawowym problemem syntezy. Okazuje się, że metoda syntezy, w której kluczowym elementem jest dekompozycja, a nie minimalizacja, prowadzi często do znacznie lepszych rozwiązań (znacznie mniejsza liczba bloków logicznych typu PAL np. rd84 — tab. 2). Uzyskane wyniki (tab. 3) wskazują również na konkurencyjnośc przedstawionej metody syntezy w stosunku do wyników uzyskiwanych przez system ASYL. W większości struktur CPLD występują trójstanowe bufory wyjściowe stąd wydaje się, że lepsze rezultaty (mniejszą liczbę poziomów) można uzyskać w przypadku połączenia przedstawionego algorytmu dekompozycji, ze strategią prezentowaną w pracach [13, 14] wykorzystywaną do realizacji bloku związanego.

BIBLIOGRAFIA

1. AMD, Altera, Atmel, Lattice Data Book.
2. P. Abourizeid, B. Babba, M.C. Paulet, G. Saucier: *Input-Driven Partitioning Methods and Application to Synthesis on Table-Lookup-Based FPGA's*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 12(7), pp. 913–925, July 1993
3. R.L. Ashenhurst: *The decomposition of switching functions*, Proceedings of an International Symposium on the Theory of Switching, April 1957
4. B. Babba, M. Crastes, G. Saucier: *Input driven synthesis on PLDs and PGAs*, The European Conference on Design Automation, Brussels (Belgium), pp. 48–52, March 1992
5. M. Bolton: *Digital Systems Design with Programmable Logic*, Addison-Wesley Publishing Company, 1990, pp. 133–140
6. R.K. Brayton, G.D. Hachtel, C. McMullen, and A.L. Sangiovanni-Vincentelli: *Logic Minimization Algorithms for VLSI Synthesis*, Boston, Kluwer Academic Publishers, 1984
7. R.K. Brayton, G.D. Hachtel, A.L. Sangiovanni-Vincentelli: *Multilevel logic synthesis*, Proc. of the IEEE, 78(2), February 1990, pp. 264–300
8. S.D. Brown, R.J. Francis, J. Rose, Z.G. Vranesic: *Field Programmable Gate Arrays*, Boston/London/Dordrecht, Kluwer Academic Publishers, 1993, pp. 45–86
9. S. Chang, M. Marek-Sadowska, T. Hwang: *Technology Mapping for TLU FPGA's Based on Decomposition of Binary Decision Diagrams*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 15(10), pp. 1226–1235, October 1996
10. M.J. Ciesielski, S. Yang: *PLADE: A two-stage PLA decomposition*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 11(8), pp. 943–954, August 1992
11. J. Cong, Y. Ding: *FlowMap: An Optimal Technology Mapping Algorithm for Delay Optimization in Lookup-Table Based FPGA Design*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 13(1), pp. 1–12, January 1994
12. H.A. Curtis: *The Design of Switching Circuits*, New Jersey, Toronto, New York, D. van Nostrand Company, Inc., Princeton, 1962
13. D. Kania: *Two-level synthesis on PALs*, Electronics Letters, Vol. 35, No. 11, pp. 879–880, May, 1999
14. D. Kania: *Two-level logic synthesis on PAL-based CPLD and FPGA using decomposition*, Euromicro, Milan, Vol. 1, pp. 278–281, 1999
15. D. Kania: *Coding capacity of programmable transcoder*, Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, 1998, 44, z. 2, ss. 193–204
16. Y. Lai, K.R. Pan, M. Pedram: *OBDD-Based Function Decomposition: Algorithms and Implementation*, IEEE Transactions on Computer-Aided Design, 15(8), pp. 977–990, August 1996

17. Ch. Legl, B. Wurth, K. Eckl: *An Implicit Algorithm for Support Minimization during Functional Decomposition*, Paris, ED&TC, pp. 412–417, 1995
18. G. Micheli: *Synthesis and optimization of digital circuits*, McGrew-Hill, Inc., 1994
19. R. Murgai, N. Shenoy, R.K. Brayton, A. Sangiovanni-Vincentelli: *Improved Logic Synthesis Algorithms for Table Look up Architectures*, ICCAD-91, Santa Clara, CA, pp. 564–567, November 1991
20. M. Nowicka, T. Łuba, H. Selvaraj: *Multilevel Decomposition Strategies in Decomposition-Based Algorithms and tools*, International Workshop on Logic and Architecture Synthesis, Grenoble, pp. 129–136, 1997
21. T. Sasao: *FPGA Design by Generalized Functional Decomposition in Logic Synthesis and Optimization*, Kluwer Academic Publishers, Boston/London/Dordrecht, 1993
22. K. Sharma: *Programmable Logic Handbook, PLDs, CPLDs & FPGAs*, McGraw-Hill, 1998
23. W. Wan, M.A. Perkowski: *A new Approach to the Decomposition of Incompletely Specified Multi-Output Functions Based on Graph Coloring and Local Transformations and Its Applications to FPGA Mapping*, Proc. of EDAC'92, pp. 230–235, 1992

D. KANIA

LOGIC SYNTHESIS ON PAL-BASED CPLD USING DECOMPOSITION

Summary

The PAL-based structure constitutes the kernel of many CPLD. The problem of appropriate decomposition of the whole devices into suitable parts that can be realized as single PAL-based logic blocks containing the limited number of terms, is one of basic problems of the synthesis. The method of logic synthesis using decomposition is presented in this paper. Developed algorithms, implemented within the Decomp system, have been used for partitioning the benchmark circuits due to realization by means of the PAL-based logic blocks with the given number of terms. The obtained results have been compared to the ones published in [4].

Key words: decomposition, logic synthesis, technology mapping, PLD

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3–4, ss. 455–472

Modelowanie tranzystora Darlingtona mocy z uwzględnieniem oddziaływań elektrotermicznych

JANUSZ ZARĘBSKI, KRZYSZTOF GÓRECKI

Wyższa Szkoła Morska w Gdyni, Katedra Radioelektroniki Morskiej

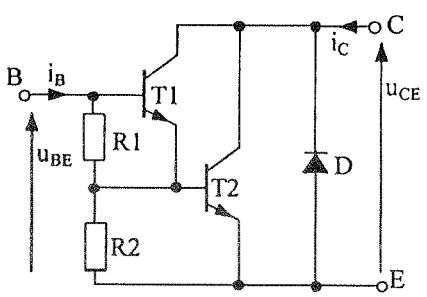
Otrzymano 1999.09.30
Autoryzowano 1999.12.20

W pracy zaproponowano elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona mocy. Makromodel ten sformułowano jako połączenie modeli elektrycznych poszczególnych elementów składowych zgodnie ze schematem struktury, przy uwzględnieniu samonagrzewania w każdym elemencie składowym oraz wzajemnych sprzężeń termicznych między tymi elementami. Przedstawiono modele elementów składowych oraz przeanalizowano wpływ efektów drugorzędnych na charakterystyki statyczne tranzystora Darlingtona i zaproponowano uproszczenia tych modeli wynikające ze specyfiki rozważanego elementu. Rozważania teoretyczne zilustrowano wynikami symulacji nieizotermicznych charakterystyk statycznych wybranych typów tranzystorów Darlingtona mocy, zweryfikowanymi doświadczalnie.

Słowa kluczowe: tranzystor Darlingtona mocy, zjawiska elektrotermiczne, modele elementów elektronicznych.

1. WSTĘP

Tranzystor Darlingtona jest popularnym elementem półprzewodnikowym mocy wykonywanym na ogół jako układ scalony małej skali integracji, zawierającym często oprócz dwóch tranzystorów bipolarnych również diody i rezystory (rys. 1). Typowo



Rys. 1. Struktura tranzystora Darlingtona mocy

pracuje on w warunkach wydzielania dużych mocy i dlatego wpływ efektów termicznych: samonagrzewania w każdym elemencie składowym jak i wzajemnych oddziaływań termicznych między elementami (poprzez wspólne podłoże) może być istotny i wymaga uwzględnienia w procesie modelowania tego elementu.

Problem modelowania elementów półprzewodnikowych jest zagadnieniem trudnym, obejmującym m.in. wybór i sposób opisu wybranych zjawisk fizycznych, identyfikację parametrów, weryfikację modelu oraz implementację komputerową. Podstawowy problem to sformułowanie modelu zapewniającego jak najlepszą zgodność wyników pomiarów i symulacji przy możliwie najniższym stopniu komplikacji modelu. Tak więc, do opisu elementów składowych oraz całego tranzystora Darlingtona rozumianego jako układ scalony, powinno się stosować odpowiednio modele oraz makromodele specjalnego rodzaju, uwzględniające wymienione zjawiska, tzn. modele lub makromodele elektrotermiczne. Ich interpretacją graficzną są charakterystyki nieizotermiczne, w odróżnieniu od charakterystyk izotermicznych, odpowiadających ustalonej temperaturze, typowo — temperaturze otoczenia.

Problematyce elektrotermicznych modeli elementów półprzewodnikowych poświęcono w literaturze dużo miejsca, np. [1—9]. Modele te różnią się postacią, zakresem słuszności, dokładnością itp., a wybór właściwego w danej sytuacji modelu i jego implementacja do programu stają się problemami samymi w sobie. W praktyce bywa też i tak, że żaden z dostępnych modeli nie opisuje z zadowalającą dokładnością zjawisk występujących w wybranej strukturze i wówczas jedynym rozwiązaniem jest modyfikacja modeli znanych lub opracowanie nowych modeli. Sytuacja taka występuje również przy modelowaniu tranzystora Darlingtona mocy.

Ostateczna postać elektrotermicznego modelu lub makromodelu musi uwzględniać wymagania symulatora, w którym zostanie on zaimplementowany, np. wymagania co do postaci modelu — analitycznej, graficznej, obwodowej itp. Zasadniczym celem sformułowania elektrotermicznych modeli elementów elektronicznych jest ich wykorzystanie w elektrotermicznej analizie układów elektronicznych, to znaczy w takiej analizie, w której uwzględniane są wzajemne oddziaływania zjawisk elektrycznych i termicznych w poszczególnych elementach i między nimi.

Problemowi modelowania na potrzeby analizy elektrotermicznej układów z tranzystorem Darlingtona mocy poświęconych szereg prac autorów, np. [8—17]. Szczególnie dużo uwagi zwrócono na sfromułowanie wersji stałoprądowych makromodeli tego elementu [8—16] oraz weryfikacji jego wiarygodności w wybranych układach elektronicznych [9, 13, 17].

Przedstawiony w pracy elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona mocy w postaci analitycznej oraz obwodowej został sformułowany z myślą o wykorzystaniu go w analizie układów za pomocą uniwersalnego programu do analizy układów elektronicznych SPICE.

W rozdziale 2 przedstawiono ideę formułowania elektrotermicznych makromodeli tranzystora Darlingtona, w rozdziale 3 zaprezentowano globalny elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona w wersji podstawowej, natomiast w rozdziale 4 — w wersji o podwyższonej dokładności. W rozdziale 5 zamieszczono

zweryfikowane doświadczalnie wyniki obliczeń charakterystyk statycznych wybranych typów tranzystorów Darlingtona.

2. IDEA FORMUŁOWANIA ELEKTROTERMICZNEGO MAKROMODELU TRANZYSTORA DARLINGTONA

Sformułowanie elektrotermicznego makromodelu tranzystora Darlingtona sprowadza się generalnie do opracowania i „połączenia" elektrotermicznych modeli elementów składowych struktury z uwzględnieniem wzajemnych oddziaływań termicznych.

Przy formułowaniu stałoprądowego elektrotermicznego modelu (ETM) elementu składowego wykorzystuje się:

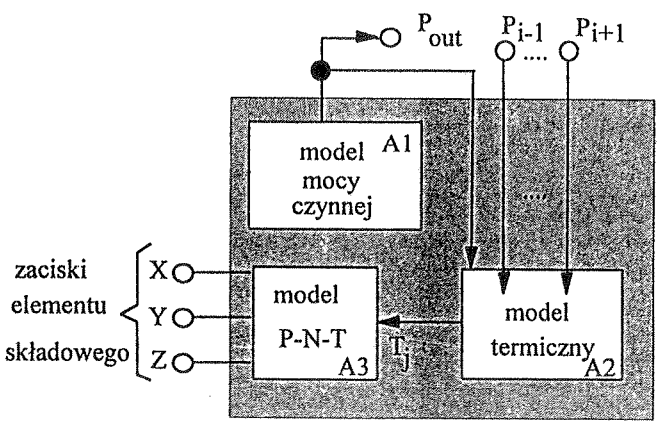
- zależności prądowo-napięciowo-temperaturowe (model PNT),
- skupiony model termiczny określający zależność temperatury wnętrza T_j elementu od wydzielanej mocy p o postaci

$$T_j = T_a + \Delta T = T_a + R_{th} \cdot p \tag{1}$$

- zależność mocy p w elemencie od prądów i napięć na zaciskach elementu (model mocy czynnej).

Tak zdefiniowaną postać elektrotermicznego modelu elementu składowego przedstawiono w formie graficznej na rys. 2, na którym P_{out} oznacza moc czynną wydzielaną w rozważanym elemencie składowym, natomiast P_i oznaczają moce czynne wydzielane w innych elementach składowych tranzystora Darlingtona.

W dalszej części pracy przedstawiono modele PNT poszczególnych elementów składowych oraz ostateczną postać elektrotermicznego makromodelu tranzystora Darlingtona.



Rys. 2. Struktura elektrotermicznego modelu elementu składowego

3. GLOBALNY ELEKTROTERMICZNY MAKROMODEL TRANZYSTORA DARLINGTONA — WERSJA PODSTAWOWA

W procesie formułowania modeli elektrotermicznych największe znaczenie ma postać modelu PNT, w szczególności z uwagi na stosowane w symulatorze metody numeryczne. Ważną cechą wszystkich zależności funkcyjnych, występujących w opisie modelu PNT, jest ich ciągłość oraz różniczkowalność dla dowolnych wartości zmiennych. Takie modele, dla tranzystora bipolarnego i diody $p-n$, nazwane elektrotermicznymi modelami globalnymi zostały zaproponowane w pracach autorów [5, 7, 18, 19]. W dalszej części rozdziału przedstawono globalne elektrotermiczne modele elementów składowych tranzystora Darlingtona. Globalny elektrotermiczny model PNT tranzystora bipolarnego ma następującą postać [5]

$$\begin{aligned} i_B - I_S(T_j)\cdot\left\{\exp\left(\frac{u_{BE}}{h\cdot T_j}\right)\cdot\left[\frac{1}{\beta_F(T_j)}+\frac{1}{\beta_r(T_j)}\cdot\exp\left(-\frac{u_{CE}}{h\cdot T_j}\right)\right]-\left(\frac{1}{\beta_F(T_j)}+\frac{1}{\beta_r(T_j)}\right)\right\}=0 \\ i_C - I_S(T_j)\cdot\left\{\exp\left(\frac{u_{BE}}{h\cdot T_j}\right)\cdot\left[1-\left(\frac{1}{\beta_R(T_j)}\right)\cdot\exp\left(-\frac{u_{CE}}{h\cdot T_j}\right)\right]+\frac{1}{\beta_R(T_j)}\right\}=0 \end{aligned} \tag{2}$$

gdzie h jest ilorazem stałej Boltzmanna przez ładunek elektronu, i_B jest prądem bazy, a i_C — prądem kolektora, u_{BE} — napieciem baza-emiter, u_{CE} — napięciem kolektor-emiter. Zależność prądu nasycenia I_S od temperatury dana jest wzorem

$$I_S(T_j)=I_0\cdot(T_j/T_0)^2\cdot\exp\left(-\frac{U_{go}}{hT_j}\right) \tag{3}$$

gdzie I_0 to parametr elementu.

Przyjęto taką samą postać zależności opisującej współczynnik wzmocnienia prądowego dla zakresu aktywnego normalnego — β_F oraz aktywnego inwersyjnego — β_R (różnice dotyczą jedynie wartości parametrów) o postaci [5]

$$\beta(T_j)=\frac{\beta_0\cdot(1+a\cdot(T_j-T_0))}{1+b\cdot(1+c\cdot(T_j-T_0))\cdot\sqrt{i_C^2+d_1}}\cdot\left[1-\sum_i\gamma_i\cdot\exp\left(-\alpha_i\cdot\sqrt{i_C^2+d_1}\right)\right] \tag{4}$$

gdzie β_0, a, b, c, γ_i, α_i, d_1 są parametrami modelu, przy czym parametr b modeluje zależność $\beta(i_C)$ w zakresie dużych prądów kolektora, parametry γ_i, α_i modelują tę zależność w zakresie małych prądów kolektora, parametry a oraz c modelują zależność $\beta(T)$, natomiast parametr d_1 zapewnia ciągłość pochodnej modelu β dla dowolnych wartości i_C.

Z kolei, w charakterze globalnego elektrotermicznego modelu PNT rezystorów bocznikujących złącza emiterowe tranzystorów przyjęto liniowy model rezystora, którego rezystancja zależy liniowo od temperatury zgodnie ze wzorem

$$u_R=i_R\cdot R(T)=i_R\cdot R(T_0)\cdot[1+TWR\cdot(T-T_0)] \tag{5}$$

gdzie i_R oraz u_R oznaczają odpowiednio prąd płynący przez rezystor oraz napięcie na jego zaciskach, natomiast $R(T_0)$ jest wartością rezystancji R w temperaturze odniesienia T_0.

I wreszcie, w przypadku globalnego elektrotermicznego modelu PNT diiody antyrównoległej, przyjęto znaną zależność eksponencjalną o postaci

$$i_D = I_S(T_j)\cdot\left[\exp\left(\frac{u_D}{h\cdot T_j}\right)-1\right] \tag{6}$$

gdzie i_D, u_D oznaczają odpowiednio prąd płynący przez diodę oraz napięcie na jej zaciskach, natomiast zależność prądu nasycenia I_S od temperatury dana jest wzorem (3).

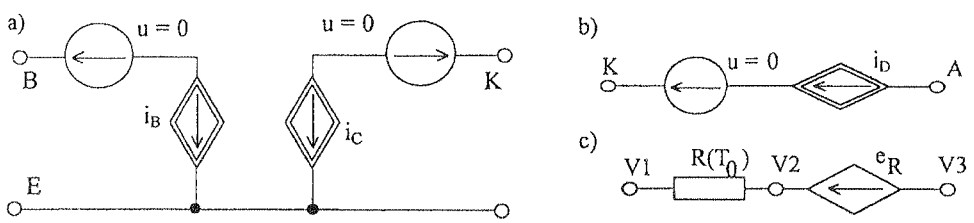
Jeśli natomiast chodzi o model termiczny elementu składowego struktury (element n-ty, gdzie $n=1, 2, ..., 5$) to wzór (1) należy zmodyfikować uwzględniając w składniku ΔT również udział pozostałych elementów. Zakładając, że n-ty element oddziaływuje termicznie z wszystkimi pozostałymi elementami w strukturze, można napisać, że

$$T_{jn} = T_a + \sum_k R_{thnk}\cdot p_k \tag{7}$$

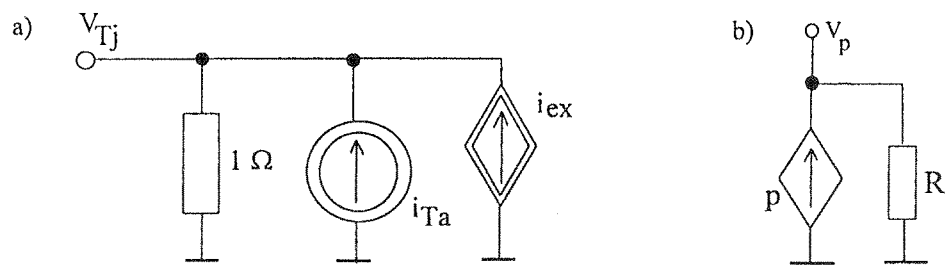
gdzie T_{jn} jest temperaturą wnętrza elementu n-tego, p_k jest mocą wydzielaną w elemencie k-tym, natomiast R_{thnk} jest wzajemną rezystancją termiczną między elementem n-tym oraz k-tym.

Na potrzeby modelowania i analizy, z wykorzystaniem programu SPICE, dla przedstawionych powyżej zależności analitycznych, sformułowano ich odpowiedniki obwodowe (rys. 3). Występujące na tym rysunku źródła napięciowe o zerowej wydajności ($u=0$) służą do próbkowania wartości prądu, występujących we wzorach opisujących wydajności źródeł sterowanych. Z kolei wydajność źródła e_R, występująca w obwodowej reprezentacji modelu rezystora, dana wzorem

$$e_r = (V_1 - V_2)\cdot TWR\cdot\Delta T \tag{8}$$



Rys. 3. Obwodowe reprezentacje globalnych modeli PNT: a) tranzystora bipolarnego, b) diody, c) rezystora

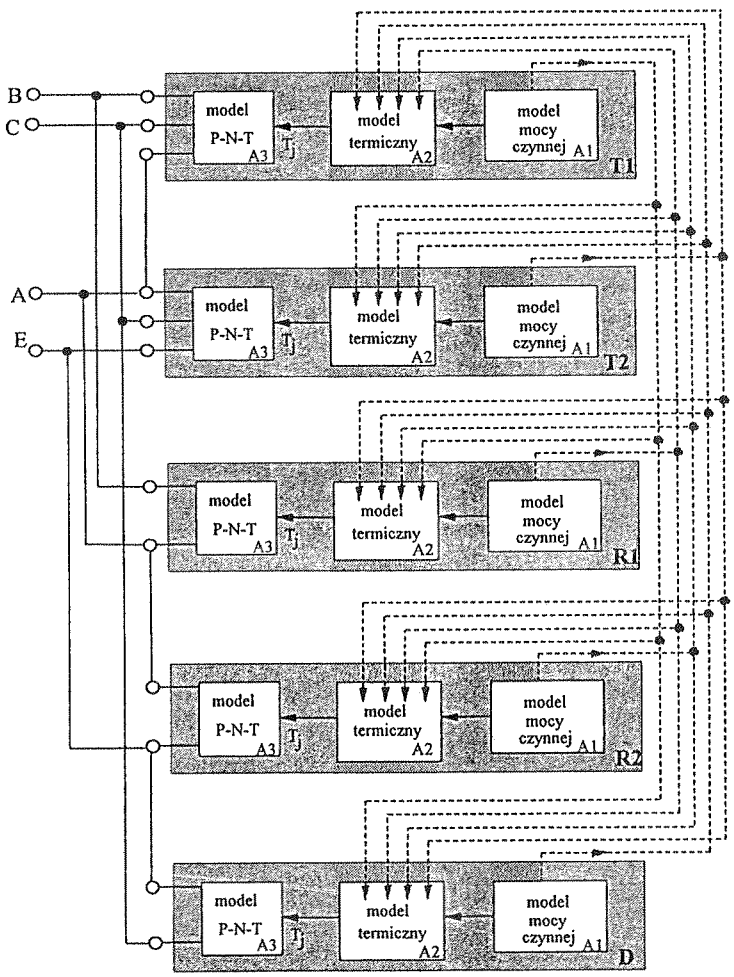


Rys. 4. Obwodowe reprezentacje modelu termicznego (a) oraz modelu mocy czynnej (b)

określa wartość spadku napięcia na rezystorze, wywołanego zmianą jego temperatury. Wydajność źródeł i_{Ta}, i_{ex} oraz p (rys. 4) wynika z analogu elektro-termicznego i wzoru (7). Wydajności źródeł prądowych i_B, i_C oraz i_D dane są wzorami (2) i (6).

Znając szczegółową postać ETM elementów składowych struktury tranzystora Darlingtona mocy, można już sformułować elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona (EMTD) łącząc odpowiednio zaciski X, Y, Z, P_{out} oraz P_i schematu blokowego ETM elementu składowego (rys. 2). Tak sformułowany schemat EMTD przedstawiono na rys. 5. Zacieniowane bloki reprezentują poszczególne elementy składowe.

Jak widać, między poszczególnymi elementami składowymi tranzystora Darlingtona występują zarówno oddziaływania elektryczne, reprezentowane przez połączenia między modelami PNT (linie ciągłe), jak również termiczne, reprezentowane przez połączenia między modelami mocy czynnej i modelami termicznymi (linie kreskowe).



Rys. 5. Struktura globalnego EMTD

4. GLOBALNY ELEKTROTERMICZNY MAKROMODEL TRANZYSTORA DARLINGTONA O ZWIĘKSZONEJ DOKŁADNOŚCI

Podstawowa postać ETM elementów składowych, przedstawiona w rozdziale 3, nie uwzględnia szeregu zjawisk fizycznych, istotnych z punktu widzenia funkcjonowania tranzystora Darlingtona mocy. Oczywiście uwzględnienie takich zjawisk będzie prowadzić z jednej strony do rozbudowania makromodelu, z drugiej zaś, do zwiększenia jego dokładności, zwłaszcza w zakresach pracy tranzystora, w których zjawiska te odgrywają dominującą rolę.

Przy formułowaniu globalnych ETM elementów składowych tranzystora Darlingtona uwzględniono dodatkowo:

- modulację napięciową szerokości bazy w tranzystorach bipolarnych,
- rezystancje szeregowe tranzystorów bipolarnych i diody $p-n$,
- prądy generacyjne w tranzystorach bipolarnych i diodzie $p-n$,
- efekt powielania lawinowego w tranzystorach bipolarnych i diodzie $p-n$.

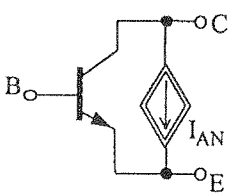
W dalszej części rozdziału przedstawiono wpływ wymienionych wyżej zjawisk na przebieg charakterystyk statycznych tranzystora Darlingtona oraz zaproponowano sposób uwzględnienia tych zjawisk w makromodelu tranzystora Darlingtona.

4.1. MODULACJA NAPIĘCIOWA SZEROKOŚCI BAZY

Występujący w tranzystorach bipolarnych efekt napięciowej modulacji szerokości bazy, nazywany efektem Early'ego [20] jest skutkiem zmian szerokości obszaru ładunku przestrzennego złącza kolektorowego lub w mniejszym stopniu złącza emiterowego pod wpływem zmian napięcia na odpowiednim złączu. Ponieważ w tranzystorze Darlingtona tranzystory składowe nie wchodzą w zakres inwersyjny, dlatego dalsze rozważania będą dotyczyć jedynie zakresu aktywnego normalnego tych elementów. Makroskopowym skutkiem efektu Early'ego w tranzystorze składowym jest wzrost prądu kolektora dla ustalonej wartości prądu bazy, przy wzroście napięcia na złączu kolektorowym. Efekt Early'ego można uwzględnić w modelu tranzystora poprzez dodanie sterowanego źródła prądowego włączonego między zaciski kolektora i emitera (rys. 6) o wydajności

$$I_{AN} = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{u_{BE}}{h \cdot T_j} \right) - 1 \right] \cdot \frac{u_{CE}}{V_{AN}} \tag{9}$$

gdzie V_{AN} oznacza tzw. napięcie Early'ego. Wzór (9) jest uproszczeniem wzoru z pracy [5], słusznym dla tranzystora pracującego w zakresie aktywnym normalnym.



Rys. 6. Sposób uwzględnienia efektu Early'ego w modelu tranzystora bipolarnego

4.2. REZYSTANCJE SZEREGOWE

W strukturze tranzystora bipolarnego oraz diody $p-n$ oprócz obszarów ładunku przestrzennego występują też obszary quasi-neutralne, o małej rezystywności zależnej m.in. od stopnia domieszkowania tych obszarów. Można zatem mówić o jednej rezystancji szeregowej diody $p-n$ oraz trzech rezystancjach szeregowych tranzystora bipolarnego. Domieszkowanie poszczególnych obszarów obu tranzystorów składowych tranzystora Darlingtona, np. BU323A jest takie samo, a zatem wartości odpowiednich rezystorów szeregowych tranzystorów T1 i T2 będą zależały tylko od rozmiarów tych tranzystorów.

Rezystancje szeregowe elementów wpływają na kształt ich charakterystyk. Najprostszym rozwiązaniem byłoby uwzględnienie wszystkich rezystancji w procesie modelowania poprzez szeregowe dołączenie odpowiednich rezystorów, zależnych od temperatury wnętrza elementu, do odpowiednich zacisków elementów „idealnych". Takie podejście prowadziłoby jednak do znacznego rozbudowania modelu.

Z analizy schematu tranzystora Darlingtona wynika, że tranzystory składowe decydują o przebiegu jego charakterystyk tylko dla dodatnich napięć kolektor–emiter, bowiem przy polaryzacji inwersyjnej o przebiegu charakterystyk tranzystora Darlingtona decyduje dioda antyrównoległa. A zatem, przy modelowaniu rezystancji szeregowych tranzystorów bipolarnych wchodzących w skład tranzystora Darlingtona zasadnym jest przyjęcie jedynie dwóch ekwiwalentnych rezystancji szeregowych:

- kolektora r_C opisanej zależnością

$$r_C = r'_C + r'_E \cdot (1 + \beta_F^{-1}) \tag{10}$$

oraz bazy r_B o postaci

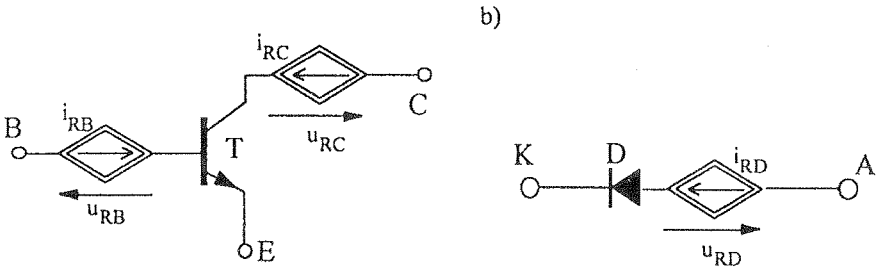
$$r_B = r'_B + r'_E \cdot (1 + \beta_F) \tag{11}$$

gdzie r'_B, r'_E, r'_C oznaczają rezystancje szeregowe odpowiednio obszaru bazy, emitera i kolektora.

W celu sprawdzenia poprawności zaproponowanego uproszczenia przeprowadzono szereg obliczeń i pomiarów nieizotermicznych i izotermicznych charakterystyk wejściowych i wyjściowych tranzystora Darlingtona, porównując wyniki otrzymane z wykorzystaniem pełnego modelu (3 rezystory) oraz modelu uproszczonego [21]. Uzyskano dobrą zgodność obu modeli, co potwierdza zasadność przyjętego uproszczenia.

Założono, że zdefiniowane powyżej rezystancje szeregowe zależą od temperatury liniowo [22], a zatem mogą być opisane wzorem (5). Obwodową postać elektrotermicznych modeli elementów składowych z uwzględnieniem rezystancji szeregowych przedstawiono na rys. 7.

Na rys. 7 tranzystor T i dioda D oznaczają elementy idealne (rys. 3), natomiast sterowane źródła prądowe modelują odpowiednie rezystancje szeregowe. Wydajność prądowa tych źródeł dana jest wzorem



Rys. 7. Ilustracja sposobu modelowania rezystancji szeregowych w tranzystorze bipolarnym (a) i w diodzie (b)

$$i_R = \frac{u_R}{R(T_0)\cdot(1+TWRS\cdot(T_j - T_0))} \tag{12}$$

gdzie i_R oznacza prąd płynący przez rezystancję szeregową, u_R jest spadkiem napięcia na tej rezystancji, $R(T_0)$ oznacza wartość rezystancji szeregowej w temperaturze T_0, natomiast $TWRS$ jest temperaturowym współczynnikiem zmian rezystancji szeregowej.

4.3. PRĄDY GENERACYJNE

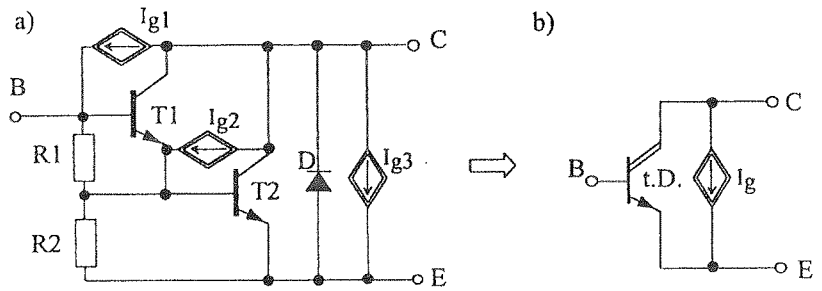
Występujące w tranzystorze Darlingtona tzw. prądy zerowe są prądami płynącymi przez zaporowo spolaryzowane złącza występujące w strukturze rozważanego elementu. Prądy zerowe odgrywają istotną rolę przy impulsowej pracy tranzystora Darlingtona, np. wykorzystywanego w charakterze klucza elektronicznego, decydują one bowiem o wartości tzw. rezystancji wyłączenia. Im mniejsza wartość prądu w stanie wyłączenia, tym lepsze właściwości klucza.

Ponieważ w strukturze tranzystora Darlingtona mocy występuje kilka elementów półprzewodnikowych ze złączem $p-n$, których rozmieszczenie w strukturze wynika z zastosowanej technologii, dlatego całkowity (zaciskowy) prąd zerowy tranzystora Darlingtona jest pewną kombinacją prądów zerowych elementów składowych. Prąd zerowy diody antyrównoległej lub tranzystora składowego — przyjmijmy, dla ustalenia uwagi, prąd złącza baza-kolektor przy rozwartym emiterze (I_{CB0}), zawiera dwie składowe: idealną (prąd nasycenia) uwzględnioną w modelu podstawowym (rozdział 3) oraz składową nieidealną, tworzoną przez prąd generacyjny złącza (I_g). Prąd generacyjny zależy od temperatury złącza T_j, jego powierzchni S oraz napięcia na złączu u, zgodnie z zależnością

$$I_g = A\cdot S\cdot(V_j - u)^{\alpha}\cdot\left(\frac{T_j}{T_0}\right)\cdot\exp\left(-\frac{U_{go}}{m\cdot h\cdot T_j}\right) \tag{13}$$

gdzie A jest stałą niezależną od temperatury, V_j — jest napięciem bariery zależnym od koncentracji domieszek po obu stronach złącza, natomiast m oraz α to współczynniki.

Uwzględnienie prądów generacyjnych w makromodelu tranzystora Darlingtona wymaga zatem dołączenia w schemacie elektrycznym struktury tranzystora Darling-



Rys. 8. Sposób modelowania prądów generacyjnych w tranzystorze Darlingtona: a) pełny, b) równoważny

tona, zgodnie ze schematem z rys. 8a, dodatkowych sterowanych źródeł prądowych o wydajnościach danych wzorem (13). Jak widać, na schemacie nie uwzględniono źródeł prądowych modelujących prądy generacyjne złączy emiterowych tranzystorów. Takie uproszczenie modelu jest uzasadnione, ponieważ złącza emiterowe obu tranzystorów są zbocznikowane rezystorami R1 oraz R2 o stosunkowo małej wartości. W związku z tym, z punktu widzenia zacisków baz i emitera, wartość płynącego prądu, np. przy rozwartym obwodzie kolektora jest to prąd I_{EB0}, jest znacznie większa od wartości prądów generacyjnych złączy baza-emiter tranzystorów składowych, co potwierdzono doświadczalnie [9–16].

Jak wykazano w pracy [11], z punktu widzenia zacisków zewnętrznych tranzystora Darlingtona można zastosować równoważny sposób zamodelowania prądów generacyjnych za pomocą sterowanego źródła prądowego I_g włączonego pomiędzy zaciski kolektora i emitera (rys. 8b), o wydajności

$$I_g = A\cdot(V_j+u_{CE})^{\alpha}\cdot\left[S_1\cdot\left(\frac{T_{j1}}{T_0}\right)\cdot\exp\left(-\frac{U_{go}}{2\cdot h\cdot T_{j1}}\right)+S_2\cdot\left(\frac{T_{j2}}{T_0}\right)\cdot\exp\left(-\frac{U_{go}}{2\cdot h\cdot T_{j2}}\right)+\right.$$
$$\left.+S_3\cdot\left(\frac{T_{j3}}{T_0}\right)\cdot\exp\left(-\frac{U_{go}}{2\cdot h\cdot T_{j3}}\right)\right] \qquad (14)$$

gdzie S_1, S_2, S_3 to powierzchnie złączy kolektorowych tranzystorów T1 i T2 oraz powierzchnia złącza diody, natomiast T_{j1}, T_{j2}, T_{j3} to temperatury wnętrza wymienionych elementów składowych. Takie rozwiązanie prowadzi do prostszej reprezentacji obwodowej modelu i zmniejszenia liczby parametrów opisujących rozważane zjawisko. Jednak w przypadku stosowania modelu przedstawionego na rys. 8b, nie jest możliwe poprawne wyznaczenie rozpływu prądów w strukturze.

4.4. PRZEBICIE ZŁĄCZY

W strukturze tranzystora Darlingtona występuje kilka złączy, z których każde może ulec przebiciu. Poprawne zamodelowanie przebicia złączy w rozważanej strukturze wymaga uwzględnienia tego zjawiska w modelach poszczególnych elementów składowych. Klasyczny model przebicia złącza [23] jest nieciągły, co może być

przyczyną poważnych problemów numerycznych. Z drugiej strony, wykorzystywany w programie SPICE standardowy model tranzystora bipolarnego nie zawiera opisu zjawiska przebicia. W pracy [24] omówino dotychczasowe próby innych autorów stosownej modyfikacji modelu tranzystora dla programu SPICE oraz podano autorską propozycję modyfikacji, użytą w poniższej analizie.

Zgodnie z tą propozycją, prądy płynące bez uwzględnienia przebicia mnożone są przez odpowiedni czynnik, co można zapisać dla złącza kolektorowego tranzystora bipolarnego w następujący sposób [24]

$$I_{A1} = i_{CX} \cdot \left[\left(\frac{u}{U_{Z1}(T)} \right)^{\varkappa} + \exp\left(\frac{u - U_{Z1}(T)}{\lambda_1} \right) - \exp\left(-\frac{U_{Z1}(T)}{\lambda_1} \right) \right] \tag{15}$$

dla złącza emiterowego [5, 7]

$$A_{A2} = (i_{BX} - i_{CX}) \cdot \left[\exp\left(\frac{u - U_{Z2}(T)}{\lambda_2} \right) - \exp\left(-\frac{U_{Z2}(T)}{\lambda_2} \right) \right] \tag{16}$$

dla diody [5, 7, 19]

$$I_A = i_z \cdot \left[\exp\left(\frac{u - U_{Z3}(T)}{\lambda_3} \right) - \exp\left(-\frac{U_{Z3}(T)}{\lambda_3} \right) \right] \tag{17}$$

gdzie i_{CX} oraz i_{BX} to odpowiednio prąd kolektora oraz prąd bazy bez uwzględnienia efektu przebicia, parametry λ_1, λ_2, λ_3 modelują „twardość" charakterystyk statycznych w zakresie przebicia, U_{Z1}, U_{Z2}, U_{Z3} są napięciami przebicia odpowiednio złącza kolektorowego i złącza emiterowego tranzystora bipolarnego oraz napięciem przebicia diody, natomiast i_Z oraz κ to pozostałe parametry modelu.

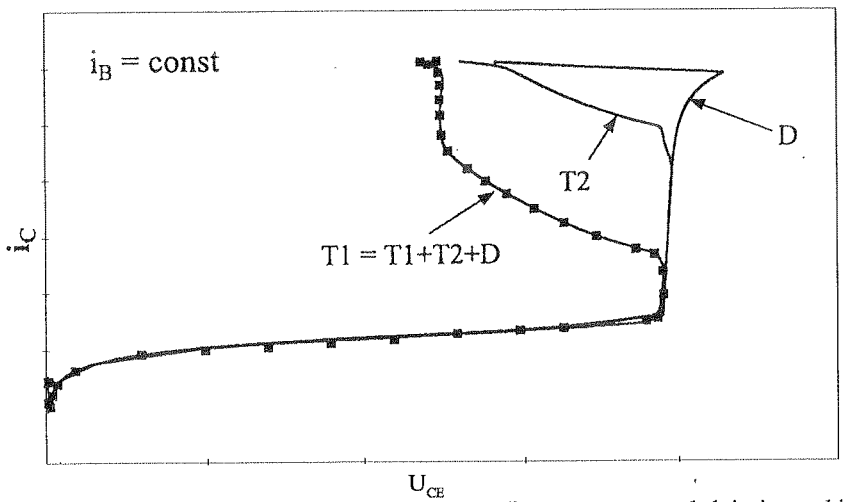
Napięcie przebicia U_Z zależy od temperatury i z drobrym przybliżeniem jest to zależność liniowa o postaci

$$U_Z(T) = U_{Z0} \cdot (1 + \alpha_t \cdot (T - T_0)) \tag{18}$$

gdzie U_{Z0} — wartość napięcia przebicia w temperaturze odniesienia T_0, α_t — temperaturowy współczynnik zmian napięcia przebicia.

Zaproponowany model przebicia złączy kolektorowych, opisany wzorem (15), umożliwia uwzględnienie zmiany wartości napięcia przebicia w zależności od sposobu zasilania. Pierwszy składnik w nawiasie kwadratowym zapewnia poprawne modelowanie przebicia w konfiguracji wspólnego emitera, natomiast drugi i trzeci składnik — w konfiguracji wspólnej bazy.

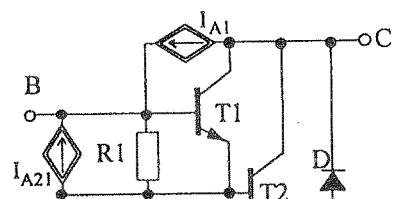
Kolejnym etapem modelowania jest dołączenie sterowanych źródeł prądowych o wydajnościach danych zależnościami (15, 16, 17) równolegle do wszystkich złączy struktury (łącznie 5 źródeł). Takie podejście spowodowałoby jednak znaczne zwiększenie stopnia złożoności makromodelu. W celu uzyskania prostej postaci makromodelu autorzy podjęli próbę ustalenia, czy poprawne modelowanie przebicia w tranzystorze Darlingtona wymaga uwzględniania tego efektu w modelach wszystkich złączy elementów składowych.



Rys. 9. Obliczone charakterystyki wyjściowe tranzystora Darlingtona przy uwzględnieniu przebicia złaczy kolektorowych w poszczególnych elementach składowych

Przeprowadzono szereg obliczeń elektrotermicznych charakterystyk tego elementu, uwzględniając efekt przebicia we wszystkich elementach składowych jednocześnie oraz w każdym z nich z osobna [9, 13–15]. W analizie przebicia w obszarze złączy kolektorowych przyjęto, że napięcia przebicia obu złączy kolektorowych oraz diody są takie same, co jest uzasadnione technologią ich wykonania [23]. Przykładowe wyniki tych analiz przedstawiono na rys. 9. Punkty oznaczają wyniki analiz przy uwzględnieniu efektu przebicia we wszystkich elementach składowych jednocześnie, krzywa T1 — wyniki tych analiz przy modelowaniu przebicia złącza baza-kolektor tylko w tranzystorze T1, krzywa T2 — w tranzystorze T2 oraz krzywa *D* — przebicie w diodzie. Jak widać, uwzględniając przebicie tylko w tranzystorze wejściowym uzyskuje się taki sam przebieg charakterystyki jak w przypadku modelowania tego efektu we wszystkich elementach składowych jednocześnie.

Z kolei przy modelowaniu efektu przebicia złączy emiterowych istotne znaczenie ma fakt, że złącza emiterowe tranzystorów T1 i T2 są połączone szeregowo, a bocznikujące je rezystory powodują, że przy polaryzacji zaporowej tych złączy, napięcia na nich znacznie się różnią między sobą. Z przedstawionej w pracach [9, 15]



Rys. 10. Sposób włączenia źródeł prądowych modelujących efekt przebicia złaczy

jakościowej analizy przebicia złączy baza-emiter tranzystorów składowych wynika, że poprawne modelowanie przebicia w złączach emiterowych obu tranzystorów, wymaga uwzględnienia tego zjawiska w obu tranzystorach składowych.

Z przytoczonych rozważań wynika, że w celu poprawnego zamodelowania przebicia złączy w tranzystorze Darlingtona, konieczne jest uzupełnienie modelu podstawowego o trzy sterowane źródła prądowe, włączone równolegle do obu złączy emiterowych i złącza kolektorowego tranzystora wejściowego. Sposób włączenia tych źródeł ilustruje rys. 10.

4.5. STRUKTURA MAKROMODELU

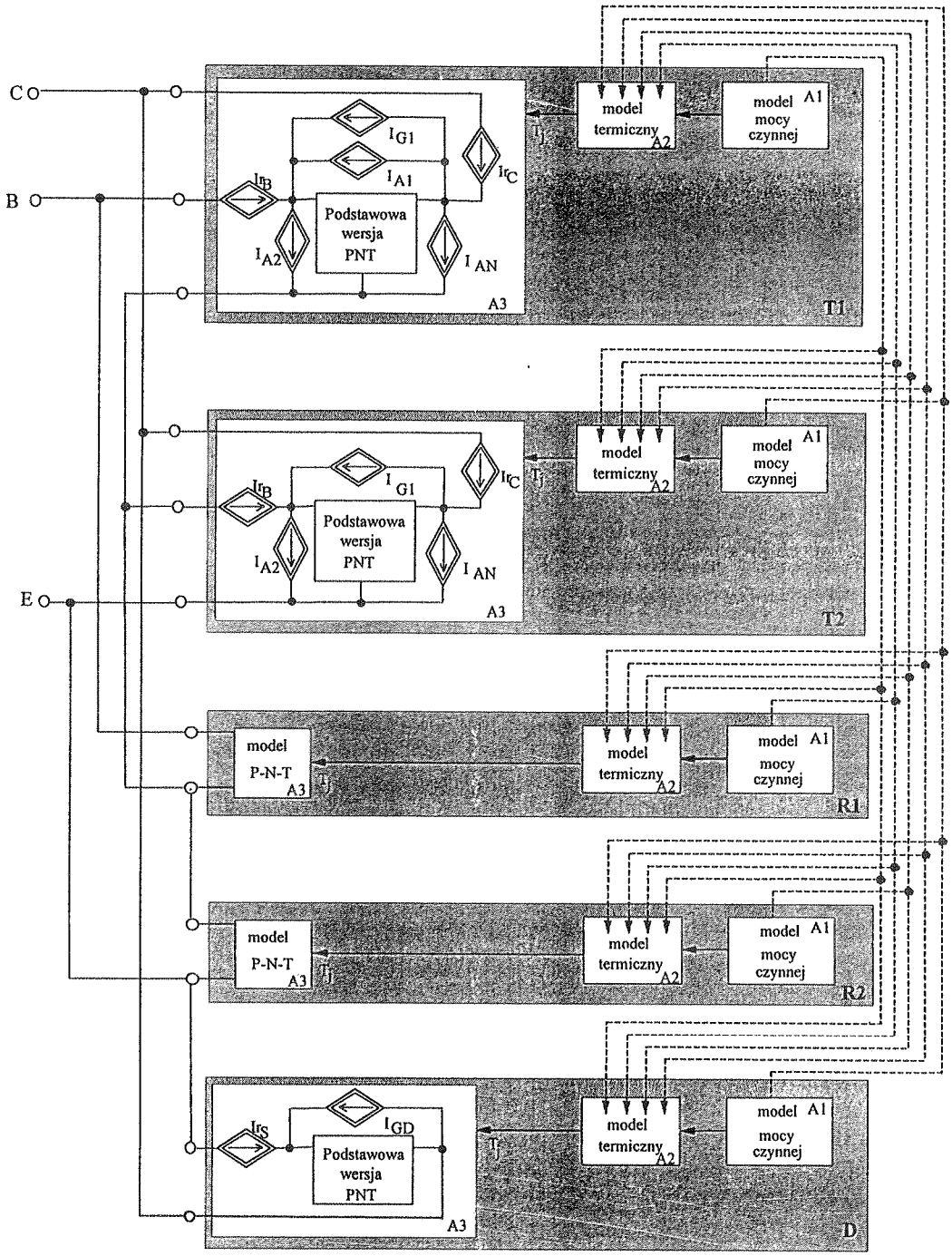
Omówione w rozdziale zjawiska fizyczne, opisane stosownymi zależnościami analitycznymi, można łatwo wprowadzić do obwodowych modeli tranzystora bipolarnego i diody $p-n$, uzupełniając postać modeli elementów idealnych (rys. 3) o odpowiednie, dodatkowe sterowane źródła prądowe. Na rys. 11 pokazano strukturę EMTD o zwiększonej dokładności, gdzie sterowane źródła prądowe modelują tzw. zjawiska drugorzędne, opisane w rozdziałach 4.1 – 4.4.

Na rys. 11 „podstawowa wersja PNT" oznacza model elementu składowego przedstawiony na rys. 3, natomiat prądowe źródła sterowane modelują odpowiednio: Ir_B — rezystancję szeregową bazy tranzystora bipolarnego, Ir_C — rezystancję szeregową kolektora tranzystora bipolarnego, Ir_S — rezystancję szeregową diody, I_{GD} — prąd generacyjny diody, I_{G1} — prąd generacyjny złącza kolektorowego tranzystora bipolarnego, I_{AN} — efekt Early'ego, I_{A1} — przebicie złącza baza-kolektor, I_{A2} — przebicie złącza baza-emiter. Analogicznie, jak na rys. 5, linie ciągłe oznaczają połączenia elektryczne, natomiast linie kreskowe oznaczają oddziaływania termiczne między elementami składowymi.

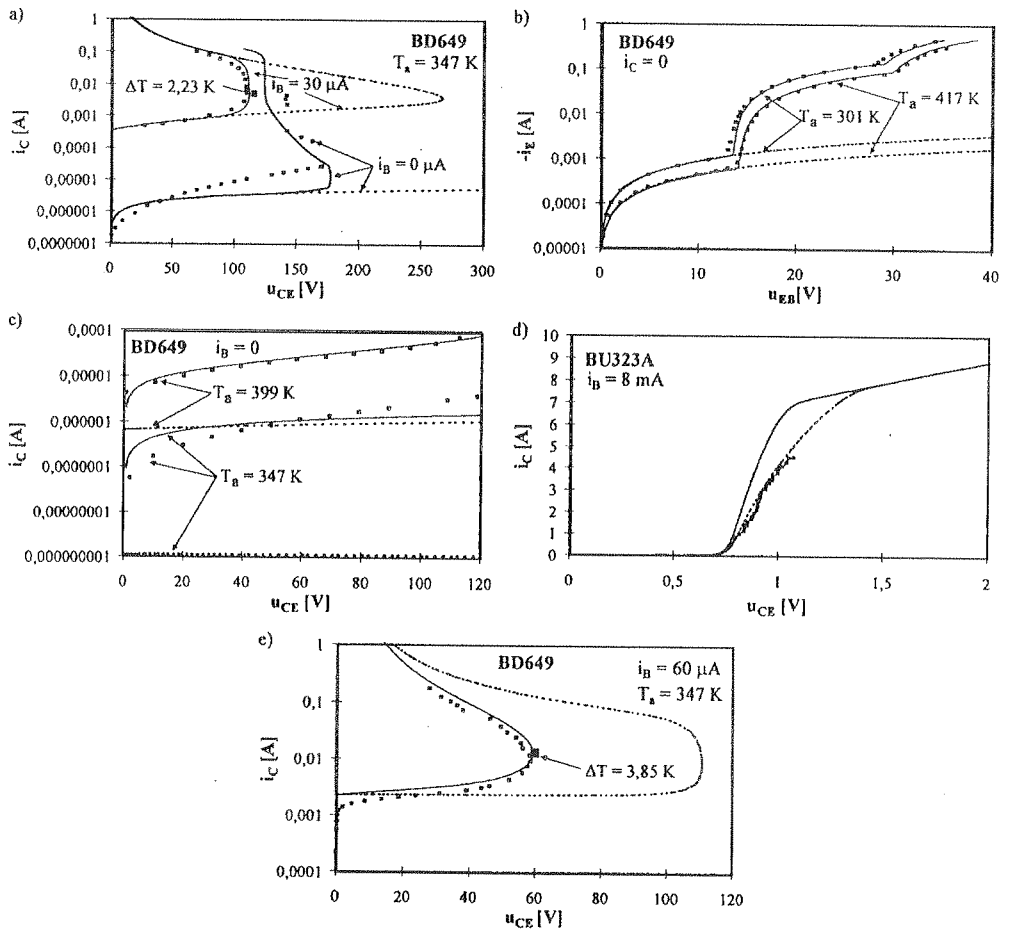
5. WYNIKI SYMULACJI I POMIARÓW

Zaproponowany w pracy elektrotermiczny globalny makromodel tranzystora Darlingtona został zweryfikowany doświadczalnie dla różnych typów tranzystorów, różnych polaryzacji, warunków chłodzenia itp. Wyniki tych badań były również przedstawiane w pracach autorów, np. [8, 9, 11, 14–16]. Zamieszczone poniżej przykłady pozwalają na ocenę jakości tego makromodelu. Wyniki symulacji zweryfikowano doświadczalnie, przy czym wszystkie pomiary zrealizowano z wykorzystaniem układu pomiarowgo przedstawionego w pracy [9].

Na przykładzie tranzystorów BD649 oraz BU323A zilustrowano zasadność uwzględnienia w podstawowej wersji globalnego EMTD efektów drugorzędnych, co przyczyniło się nie tylko do jakościowej, ale też ilościowej poprawy dokładności makromodelu. Na rys. 12 przedstawiono wpływ uwzględnienia w EMTD efektu powielania lawinowego w złączu kolektorowym (rys. 12a) oraz w złączach emiterowych (rys. 12b), prądu generacyjnego (rys. 12c), rezystancji szeregowych (rys. 12d), a także efektu Early'ego (rys. 12e). Na rysunkach tych linią kreskową zaznaczono wyniki symulacji bez uwzględnienia wymienionych efektów, linią ciągłą wyniki



Rys. 11. Struktura globalnego EMTD o zwiększonej dokładności

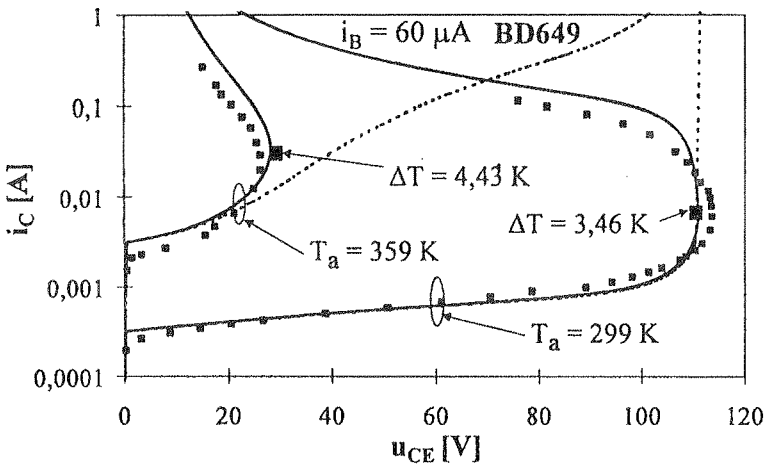


Rys. 12. Wpływ efektów drugorzędnych na nieizotermiczne charatekterystyki tranzystora Darlingtona: przebicie złączy kolektorowych (a) i emiterowych (b), prądy generacyjne (c), rezystancje szeregowe (d), efekt Early'ego (e)

symulacji z uwzględnieniem wymienionych efektów drugorzędnych, natomiast punkty oznaczają wyniki pomiarów. Jak widać, uwzględnienie efektów drugorzędnych w EMTD pozwoliło na uzyskanie w pełni zadowalającej dokładności rozważanego makromodelu.

Z kolei, w celu pokazania wpływu temperatury otoczenia na przebieg charakterystyk tranzystora Darlingtona, na rys. 13 przedstawiono zmierzone (punkty) oraz obliczone nieizotermiczne (linia ciągła) oraz izotermiczne (linia kreskowa) charakterystyki wyjściowe rozważanego tranzystora, umieszczonego na radiatorze (profil A-4291 o długości 47 mm), dla wybranej wartości prądu bazy równej 60 μA oraz dwóch temperatur otoczenia.

We wszystkich wymienionych przypadkach (rys. 12÷13), na charakterystykach nieizotermicznych zaznaczono nadwyżkę temperatury wnętrza ΔT najcieplejszego elementu składowego (tranzystora T2) ponad temperaturę otoczenia, w punkcie przebicia elektrotermicznego.



Rys. 13. Nieizotermiczne oraz izotermiczne charatekterystyki wyjściowe tranzystora Darlingtona BD649 dla różnych temperatur otoczenia

Z przedstawionych przykładów widać, że charakterystyki izotermiczne znacznie różnią się zarówno ilościowo, jak i jakościowo od charakterystyk nieizotermicznych. W szczególności, na przedstawionych izotermicznych charakterystykach wyjściowych nie występują odcinki o ujemnej rezystancji różniczkowej. Warto zauważyć, że na charakterystykach nieizotermicznych, zmiana znaku różniczkowej rezystancji wyjściowej tranzystora Darlingtona następuje przy maksymalnej nadwyżce ΔT temperatury wnętrza tranzystora Darlingtona ponad temperaturę otoczenia nie przekraczającej kilku kelwinów.

6. UWAGI KOŃCOWE

Przedstawiony w pracy elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona stanowi połączenie elektrycznych modeli elementów składowych, zgodnie z topologią przedstawioną na rys. 1, oraz modelu termicznego uwzględniającego samonagrzewanie w elementach składowych i wzajemne sprzężenia termiczne między tymi elementami. W opracowanych przez autorów modelach elementów składowych uwzględniono efekty drugorzędne takie jak: efekt Early'ego, rezystancje szeregowe, prądy generacyjne i efekt przebicia w złączach. Przeprowadzone w rozdziale 4 rozważania pozwoliły na uproszczenie makromodelu tranzystora Darlingtona, polegające na pominięciu rezystancji szeregowych emitera tranzystorów składowych, prądów generacyjnych złączy emiterowych tranzystorów składowych oraz efektu przebicia w diodzie antyrównoległej i w złączu kolektorowym tranzystora wyjściowego.

Przedstawione w rozdziale 5 przykłady wykazały, że zaproponowany w pracy elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona umożliwia uzyskanie dobrej zgodności między pomierzonymi i obliczonymi nieizotermicznymi charakterystykami statycznymi tranzystora Darlingtona w szerokim zakresie zmian prądów sterujących i temperatur otoczenia. Wyniki te pokazały także, że nieizotermiczne charakterystyki

wyjściowe tranzystora Darlingtona wykazują ujemne nachylenie już przy nadwyżce temperatury wnętrza tranzystora Darlingtona ponad temperaturę otoczenia wynoszącej zaledwie kilka kelwinów. Oznacza to, że w zdefiniowanym przez producenta obszarze bezpiecznej pracy elementu może wystąpić niestabilność termiczna, prowadząca do uszkodzenia elementu.

BIBLIOGRAFIA

1. W. Janke: *Modele elektrotermiczne elementów półprzewodnikowych*. Zesz. Nauk. Polit. Gdańskiej, nr 374, Elektronika LVII, 1984.
2. A. Nowakowski: *Badanie procesów termicznych w przyrządach półprzewodnikowych*. Zesz. Nauk. Polit. Gdańskiej, Elektronika LX, Nr 389, 1984.
3. W.J. Stepowicz: *Nieizotermiczne charakterystyki prądowo-napięciowe wybranych elementów półprzewodnikowych*. Zesz. Nauk. Polit. Gdańskiej, nr 373, Elektronika LVI, Gdańsk, 1984.
4. A. Napieralski: *Komputerowe projektowanie układów półprzewodnikowych mocy ze szczególnym uwzględnieniem ich właściwości termicznych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, Nr 562, Łódź 1988.
5. J. Zarębski: *Modelowanie, symulacja i pomiary przebiegów elektrotermicznych w elementach półprzewodnikowych i układach elektronicznych*. Prace Naukowe Wyższej Szkoły Morskiej w Gdyni, Gdynia, 1996.
6. W. Janke: *Zjawiska termiczne w elementach i układach półprzewodnikowych*. Warszawa, WNT, 1992.
7. J. Zarębski: *Elektrotermiczne wielkosygnałowe modele wybranych elementów półprzewodnikowych*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji, Zeszyt 2, 1996, s. 93.
8. W.J. Stepowicz, J. Zarębski, K. Górecki: *Electrothermal Macromodel of the Power Darlington Transistor*. 1997 European Conference on Circuit Theory and Design — ECCTD'97, Budapest, 1997, Vol. 1, p. 191.
9. K. Górecki: *Elektrotermiczny makromodel tranzystora Darlingtona do analizy układów elektronicznych*. Praca doktorska, Politechnika Gdańska, 1999.
10. J. Zarębski, K. Górecki, W.J. Stepowicz: *Simulations of Electrothermal Transients in the Darlington Power Transistor*. Third International Scientific and Technical Conference on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems (UEES'97), Alushta, 1997, vol. 2, p. 721.
11. K. Górecki, J. Zarębski, W.J. Stepowicz: *Influence of Model Parameters on the D.C. Nonisothermal Characteristics of the Power Darlington Transistor*. 4th International Seminar on Power Semiconductors ISPS'98, Praga, 1998, p. 185.
12. J. Zarębski, K. Górecki: *Elektrotermiczny makromodel uwzględniający prądy generacyjne w tranzystorze Darlingtona mocy*. Zeszyty Naukowe Wyższej Szkoły Morskiej w Gdyni Nr 34, Gdynia, 1998, s. 76.
13. J. Zarębski, K. Górecki: *Możliwości zastosowania programu APLAC do modelowania nieizotermicznych charakterystyk stałoprądowych tranzystora Darlingtona mocy*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji PAN, Nr 44, Z. 4, 1998, s. 519.
14. K. Górecki, J. Zarębski, W.J. Stepowicz: *Wpływ efektów termicznych na parametry robocze stabilizatora napięcia z tranzystorem Darlingtona*. XXI Seminarium z Podstaw Elektrotechniki i Teorii Obwodów SPETO'98, Ustroń, 1998, p. 443.
15. K. Górecki, J. Zarębski, W.J. Stepowicz: *Napięcia przebicia tranzystora Darlingtona mocy*. VIII Sympozjum „Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki" PPEE'99, Wisła, 1999, s. 473.
16. J. Zarębski, K. Górecki: *Elektrotermiczny stałoprądowy model tranzystora Darlingtona mocy dla programu SPICE*. Sprawozdanie z realizacji projektu badawczego nr 8 T11B 00115, Gdynia 1999.
17. J. Zarębski, K. Górecki, W.J. Stepowicz: *Electrothermal Breakdown Modes in the Darlington Power Transistor*. Prod. of the European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD'99), Stresa, 1999, Vol. 1, p. 567.

18. J. Zarębski, K. Górecki: *Wybrane problemy stałoprądowej analizy obwodów tranzystorowych w obecności oddziaływań elektrotermicznych.* Zeszyty Naukowe WSM w Gdyni, Nr 25, Gdynia, 1993, s. 86.
19. J. Zarębski, K. Górecki: *D.C. Electrothermal Hybrid Model of P—N Diode for SPICE.* IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS'97, Hong Kong, 1997, Vol. III, p. 1612.
20. J.M. Early: *Effects of Space-Charge Layer Widening in Junction Transistors.* Proc. Inst. Radio Eng., 1954, Vol. 40, p. 1401.
21. J. Zarębski, K. Górecki: *Wpływ rezystancji szeregowych na nieizotermiczne charakterystyki tranzystora Darlingtona mocy.* Raport NB.2/99, Katedra Radioelektroniki Morskiej, Wyższa Szkoła Morska w Gdyni, 1999.
22. W. Kuźmicz: *Projektowanie analogowych układów scalonych.* Warszawa, WNT, 1981.
23. W. Marciniak: *Przyrządy półprzewodnikowe i układy scalone.* Warszawa, WNT, 1984.
24. J. Zarębski, K. Górecki: *On Some Problems Occurring in Modelling of the BJT in SPICE.* XV Symposium Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits EPNC'98, Liege, 1998, p. 220.

J. ZARĘBSKI, K. GÓRECKI

MODELLING OF THE DARLINGTON POWER TRANSISTOR WITH THE ELECTROTHERMAL INTERACTIONS TAKEN INTO CONSIDERATION

Summary

In the paper the electrothermal macromodel of the Darlington power transistor is presented. This macromodel is formulated as the connection of the electrical models of the component devices. In modelling the selfheating in each component devices and mutual thermal interactions between these components are included. Model of each component device is presented and the influence of the second-order phenomena at d.c. characteristics of the Darlington transistor is discussed. After calculations some reduction of the macromodel size are proposed. To illustrate the theoretical considerations some simulations and measurements results are given as well.

Key words: Darlington power transistor, electrothermal phenomena, models of electronic devices

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI, 1999, 45, z. 3—4, ss. 473

SPIS TREŚCI

P. Porwit, D. Słota: Własności informatyczne transformaty Walsha 289
E. Kornatowski: Probabilistyczna miara wierności odwzorowania sygnału 297
T. Ostrowski: Poszukiwanie indeksowania wektorów kodowych w kwantyzacji wektorowej za pomocą algorytmu genetycznego 311
J. Halawa: Dobór nastaw regulatora PID dla obiektu opisanego modelem Strejca trzeciego rzędu 317
R. Maśnicki, J. Mindykowski: Zastosowanie techniki mikroprocesorowej do wyznacania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w elektroenergetycznych sieciach okrętowych 323
J. Siuzdak, T. Czarnecki: Filtracje a dokładność znajdowania odpowiadających punktów na obrazach stereowizyjnych 353
A. Mitas: Optymalizacja kompresji informacji w pseudoprzypadkowym testowaniu układów cyfrowych 393
M. Kapusta, M. Gajer, A. Shomali: Rozpoznawania mowy patologicznej na podstawie obrazów głosem szumowych 405
J. Legierski, B. Więcek: Moduły z rurami cieplnymi do chłodzenia układów i urządzeń elektronicznych 419
D. Kania: Efektywna metoda realizacji zespołu funkcji w strukturach typu PAL 433
D. Kania: Synteza logicznych układów CPLD typu PAL wykorzystujące dekompozycję 445
J. Zarębski, K. Górecki: Modelowanie tranzystora Darlingtona mocy z uwzględnieniem oddziaływań elektrotermicznych 455

CONTENTS

P. Porwit, D. Słota: Informatics properties of Walsh transform 289
E. Kornatowski: Probabilistic signal projection fidelity coefficient 297
T. Ostrowski: A note genetic algorithm search for robust index assignment in vector quantization 311
J. Halawa: Selection of seffings of a PID controller for a system represented by the 3-dimensional Strejc model 317
R. Maśnicki, J. Mindykowski: The applying of microprocessor technology for measurement of time dependencies between electrical signals in ship power engineering system 323
J. Siuzdak, T. Czarnecki: Filtering and precision of points matching in stere images 353
A. Mitas: Optimisation of information compression in pseudo-random testing of digital circuits 393
M. Kapusta, M. Gajer, A. Shomali: Pathological speech recognition based on the noisy sound images 405
J. Legierski, B. Więcek: Cooling modulus wit heat pipes for electronics devices 419
D. Kania: Method for efficient implementation of multiple- output function on PAL based devices 433
D. Kania: Logic synthesis on PAL-based CPLD using decomposition 445
J. Zarębski, K. Górecki: Modelling of the Darlington power transistor with the electrothermal integration taken into consideration 455

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 powinno 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.

Wymagania podstawowe: Artykuły należy nadsyłać w maszynopisie pisanym jednostronnie lub na wyraźnym czarno-białym wydruku komputerowym, w 2 egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Tekst artykułu musi być poprzedzony tytułem pracy, imieniem i nazwiskiem Autora wraz z podaniem miejsca jego pracy. Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu: Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjowania, 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 spacjowanie (rozstrzelenie), podkreślenie linią ciągłą — pogrubienie, podkreślenie wężykiem — kursywa. Tekst powinien być napisany z podwójnym odstępem między wierszami, tytuły i podtytuły małymi literami. Marginesy z każdej strony powinny mieć około 35 mm. Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż III stopnia (np. 4.1.1).

Sposób pisania tablic: Tablice powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tablic należy pisać bezpośrednio pod tablicą. Tablice należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tablicy podać tytuł. Tablice umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tablice algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ.

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 z wytycznymi IEE (International Electronical Commision) oraz ISO (International 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: F. V a l d o n i: *A new milimetre wave satelite*, E.T.T. 1990, vol. 2, nr 5, p. 553
- nieperiodycznej: K. A n d e r s e n: *A resource allocation framework*. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), may 1991, paper A 2.4
- książki: Y.P. T v i d i s: *Operation and modeling of the MOS transistors*. New York Mc Graw-Hill, 1987, p. 141–148

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. 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 ołówkiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczone. Spis podpisów pod rysunki i fotografie powinien być umieszczony na oddzielnej stronie.

Streszczenia: Do każdego artykułu musi być dołączone obszerne — do 60 wierszy — streszczsenie z tytułem artykułu. Streszczenia (Summary) muszą być w języku polskim i angielskim. Streszczenie powinno wyjaśniać główny cel pracy, wskazywać korzyści i ograniczenia, możliwe zastosowania i zalecenia dla dalszego rozwoju danej gałęzi techniki. Pod streszczeniami powinny być podane słowa kluczowe.

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 Redkacji i zwrócić osobiście, lub listownie pod adresem Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnyma arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy.

Redkacja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR THE AUTORS OF K.E.T.

The KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI (K.E.T.) — ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATION QUARTERLY is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunication of the Polish Academy of Sciences and is a direct continuation for 44 years of the quarterly ROZPRAWY ELEKTROTECHNICZNE, that has been published also under the auspices of the Polish Academy of Sciences.
Its pages contain scientific articles concerned with theory and application of electronics, telecommunication, microelectronics, optoelectronics, radioengineering and medical electronics.
Accordingly, its pages contain scientific articles, that are original works both contributory and concerned with comparative analyses of methods or systems synthetic reviews of a given field, state-of-art discussions of a given field, and presentations of developments ina given technology.
Regular papers are accepted for publication in Polish or English, but title, the estensive summary and figure caption must be bilingual. Bilingual summary must shown the significance of the results shown in the paper, emphasizing limitations and advantages, possible applications and recommendations for further works.
K.E.T. is meant for specialists and students with above subjects.

FORMAL PREPARATION OF MANUSCRIPT

Texts

Texts to be submitted to K.E.T. may be typed on one side of the paper only with double spacing between the lines and a 4 cm margin or using of wordprocessing with text formatters based on MS DOS, APPLE/MAC such as Microsoft word. In any case the text formatter must be specified on the Author/s, their Affiliations and relevant addresses.
All text pages should be numbered. Regular papers should have a length of no more than 30 pages.

Printing types and symbols

For letteral symbols, units and graphical symbols, the recommendation of IEE (International Electrotechnical Commission) and ISO (International Orgnisation of Standarisation) must be followed.
- In case of manuscripts conventionally typed (i.e. without wordprocessing), letters to be printed in italic should be underlined; letters to be printed in bold should be double interlined.
- Formulae and footnotes should be numbered in accordance with the quotation order followed in the text.
- The serial number of each formulae should be written at right side, between round brackets.
- The serial number of footnotes should be written between round brackets and upper.
- Mathematical detials, anciliary to the main discussion of the paper may be included in one or more appendixes, that are printed after conclusions and before references.

In manuscript containing lot of symbols, a glossary may be included after introduction.

References

References are usually gathered at the end of the text and numbered according to the order of quotation in the text. The serial numbers should be written without square brackets (i.e. 1, 2...)

Illustrations

The originals of illustrations may be either drawings or photographs (black or colour). Each copy of paper must include two complete sets of illustrations.

All rights reserved. No part of the publication may be reproduced, stored in a retrival system or transmitted, in any form or by any means: electronic, photocopying, recording or otherwise, without the prior permission of the copyright owner — Redaction K.E.T.

Subscription for external subscribers:

The promotional subscription price in 2000 is $ 90 including postage for institutions. Subscriptions should be sent to the publisher, Polish Scientific Publishers PWN LTd., Journal Division, Miodowa 10, 00-250 Warsaw, POLAND, fax. (48) (22) 826 09 50, (48) (22) 826 71 63, with a copy by fast to Electronics and Telecommunications Quarterly 00-665 Warsaw, ul. Nowowiejska 15/19, p. 470. Subscription is occupated after showing a cheque for transfer documents. Our bank account is as follows: Bank account: PBK VIII O/Warszawa nr 11101037-1052-2700-1-43. At subscripber's request this journal will be air mailed at additional postage to 50% dross proce to European countries and 65% overseas.

Subscription orders available through the local press distriution or through the Foreign Trade Enterprise ARS Polona, 00-068 Warszawa, Krakowskie Przedmieście 7, Poland.

Ruch S.A. fulfils foreign customers orders, starting from any issue in the calendary year: (48) (22) 620 120 39, fax: (48) (22) 620 17 62.

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS QUARTERLY

SPIS TREŚCI TOM 45/1999

WYDAWNICTWO NAUKOWE PWN
WARSZAWA 2000

SPIS TREŚCI DO TOMU 45 — 1999

Nr 1

J. Halawa: Wpływ zmian parametrów obiektu opisowego transmitacją 5
J. Halawa: Komputerowo wspomagany dobór nastaw regulatorów dla obiektów bez wyrównania 9
A. Mazur: Decymacja jako efektywna metoda konstrukcji zbiorów m-sekwencji oraz innych grup kodów pseudolosowych 17
J. Werewka, S. Żaba: Szeregowanie wiadomości w rozproszonych systemach czasu rzeczywistego wykorzystujących magistrale miejscowe 25
A. Drwal, J. Werewka: Projektowanie struktur sieci magistral miejscowych dla rozproszonych systemów sterowania 51
D. Kania: Pojemność kodowa programowalnych transkoderów opartych na strukturze typu PAL z różną liczbą termów dołączonych do poszczególnych wyjść 73
F. Wysocka-Schillak: Projektowanie optymalnych dolnoprzepustowych filtrów NOI o różnych stopniach licznika i mianownika transmitacji 85

Nr 2

K. Ślot: Modelowanie równań różniczkowych cząstkowych przy użyciu uniwersalnych sieci neuronowych komórkowych 125
S. Lindner: Modelowanie symulacyjne kanałów binarnych 149
K. Olejarczyk: Symulacja przetworników analogowo-cyfrowych delta-sigma z symulatorem Amber 163
D. Kania: Algorytmy podziału wyjść umożliwiające realizację układów cyfrowych w strukturach PLD 189
J. Gołębiowski: Model membranowego czujnika z przetwornikami piezoelektrycznymi do generacji i detekcji ultradźwiękowych fal płytowych typu Lamba 203
B. Stec, A. Dobrowolski: Wieloczęstotliwościowa termografia mikrofalowa 225
M. Gajer: Wykorzystanie wieloprocesorowego układu TMS 320C80 w dziedzinie przetwarzania i rozpoznawania obrazów 235
K. Wiatr: Architektura MISD procesorów specjalizowanych w systemach wizyjnych czasu rzeczywistego na tle aktualnych prac badawczych 251

Nr 3–4

P. Porwit, D. Słota: Własności informatyczne transformaty Walsha 289
E. Kornatowski: Probabilistyczna miara wierności odwzorowania sygnału 297
T. Ostrowski: Poszukiwanie indeksowania wektorów kodowych w kwantyzacji wektorowej za pomocą algorytmu genetycznego 311
J. Haława: Dobór nastaw regulatora PID dla obiektu opisanego modelem Strejca trzeciego rzędu 317
R. Maśnicki, J. Mindykowski: Zastosowanie techniki mikroprocesorowej do wyznacania czasowych związków między sygnałami elektrycznymi w elektroenergetycznych sieciach okrętowych 323
J. Siuzdak, T. Czarnecki: Filtracje a dokładność znajdowania odpowiadających punktów na obrazach stereowizyjnych 353
A. Mitas: Optymalizacja kompresji informacji w pseudoprzypadkowym testowaniu układów cyfrowych 393
M. Kapusta, M. Gajer, A. Shomali: Rozpoznawania mowy patologicznej na podstawie obrazów głosem szumowych 405
J. Legierski, B. Więcek: Moduły z rurami cieplnymi do chłodzenia układów i urządzeń elektronicznych 419
D. Kania: Efektywna metoda realizacji zespołu funkcji w strukturach typu PAL 433
D. Kania: Synteza logicznych układów CPLD typu PAL wykorzystujące dekompozycję 445
J. Zarębski, K. Górecki: Modelowanie tranzystora Darlingtona mocy z uwzględnieniem oddziaływań elektrotermicznych 455

CONTENTS

Nr 1

J. Haława: The influence of change of the object described by transfer function 5
J. Haława: Computer aided method to determine the parameters of controllers for objects without steady-state 9
A. Mazur: Decymation as an effective method of finding sets of m-sequences and other proups of pseudorandom codes 17
J. Werewka, S. Żaba: Message sheduling in distributed real time systems based on fieldbus ... 25
A. Drwal, J. Werewka: Design of a fieldbus metwork structure for distributed control systems . 51
D. Kania: Coding capacity of PAL-based programmable pranscoder with uneven number terms per output 73
F. Wysocka-Schillak: Design of optimum IIR low-pass filters with unequal numerator and denominator orders of the transfer function 85

Nr 2

K. Ślot: The modeling reaction-diffusion partial deifferential equations of the cellural neural network universal machine 125
S. Lindner: The simulation modeling of binary channels 149
K. Olejarczyk: Simulation of delta-sigma analogy-to-digital converters with the simulator Amber 163
D. Kania: Output partitioning algorithms which enable implementation of digital circuits in PLD structures 189
J. Gołębiowski: The model of the membrane sensor with the piezoelectric transducer to the generation and detection of the ultrasonic plate waves Lamba type 203
B. Stec, A. Dobrowolski: Multifrequency mircowave thermography 225

M. Gajer: The usage of the TMS 320C80 multiprocessor system in the field of image processing and recognition 235
K. Wiatr: The architecture of MISD specialised processors in the real time systems on the background searching works 251

Nr 3–4

P. Porwit, D. Słota: Informatics properties of Walsh transform 289
E. Kornatowski: Probabilistic signal projection fidelity coefficient 297
T. Ostrowski: A note genetic algorithm search for robust index assignment in vector quantization 311
J. Halawa: Selection of settings of a PID controller for a system represented by the 3-dimensional Strejc model 317
R. Maśnicki, J. Mindykowski: The applying of microprocessor technology for measurement of time dependencies between electrical signals in ship power engineering system 323
J. Siuzdak, T. Czarnecki: Filtering and precision of points matching in stere images 353
A. Mitas: Optimisation of information compression in pseudo-random testing of digital circuits 393
M. Kapusta, M. Gajer, A. Shomali: Pathological speech recognition based on the noisy sound images 405
J. Legierski, B. Więcek: Cooling modulus wit heat pipes for electronics devices 419
D. Kania: Method for efficient implementation of multiple- output function on PAL based devices 433
D. Kania: Logic synthesis on PAL-based CPLD using decomposition 445
J. Zarębski, K. Górecki: Modelling of the Darlington power transistor with the electrothermal integration taken into consideration 455

LISTA RECENZENTÓW KWARTALNIKA ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

Dr inż. *Jaroosław Arabas*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Janusz A. Dobrowolski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Jarosław Domaszewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Przemysław Dymarski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Zbigniew Gajo*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Bogdan Galwas*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Dr inż. *Konrad Hejn*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Ryszard Jachowicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Andrzej Jakubiak*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr inż. *Stanisław Jankowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr hab. inż. *Swietlana Januszkiewicz*
Politechnika Szczecińska,
Wydział Informatyki

Dr inż. *Krzysztof Jasiński*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Janusz Jaworski*
Politechnika Lubelska,
Katedra Automatyki

Dr hab. inż. *Wojciech Kabaciński*
Politechnika Poznańska,
Instytut Elektroniki i Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Zbigniew Kaczkowski*
Polska Akademia Nauk,
Instytut Fizyki, Warszawa

Dr inż. *Ryszard Kisiel*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Dr inż. *Tomasz Kosiło*
Politechnika Warszawska,
Instytut Radioelektroniki

Mgr inż. *Henryk Kowalski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Informatyki

Prof. dr hab. inż. *Andrzej Kraśniewski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Prof. dr hab. inż. *Małgorzata Kujawińska*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikromechaniki i Fotoniki

Prof. dr hab. inż. *Juliusz Lech Kulikowski*
Polska Akademia Nauk, Warszawa
Instytut Biocybernetyki i Inżynierii Biomedycznej

Prof. dr hab. inż. *Zygmunt Kuśmierek*
Politechnika Łódzka, Instytut Elektrotechniki
Teoretycznej, Metrologii i Materiałoznawstwa

Prof. dr hab. inż. *Tadeusz Łuba*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Mgr inż. *Grzegorz Mazur*
Politechnika Warszawska,
Instytut Informatyki

Prof. dr hab. inż. *Marian Miłek*
Politechnika Zielonogórska,
Instytut Metrologii Elektrycznej

Prof. dr hab. inż. *Tadeusz Morawski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Radioelektroniki

Prof. dr hab. inż. *Andrzej Napieralski*
Politechnika Łódzka,
Instytut Elektroniki

Dr hab. inż. *Zdzisław Papir*
Akademia Górniczo-Hutnicza,
Kraków
Katedra Telekomunikacji

Dr inż. *Andrzej Paszkiewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Dr hab. inż. *Jan Petykiewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Fizyki

Dr inż. *Andrzej Pfitzner*
Politechnika Warszawska,
Instytut Mikroelektroniki i Optoelektroniki

Dr inż. *Mirosław Rojewski*
Politechnika Gdańska,
Instytut Systemów Informacyjnych

Prof. dr hab. inż. *Jerzy Siuzdak*
Politechnika Warszawska,
Instytut Telekomunikacji

Mgr inż. *Krzysztof Skowroński*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Marek Stabrowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut elektrotechniki Teoretycznej
i Miernictwa Elektrycznego

Dr inż. *Jerzy Szbatin*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr inż. *Jacek Szymanowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Automatyki
i Informatyki Stosowanej

Dr inż. *Lech Śliwa*
Politechnika Warszawska,
Instytut Podstaw Elektroniki

Prof. dr hab. inż. *Leszek Trybus*
Politechnika Rzeszowska,
Katedra Automatyki i Informatyki

Prof. dr hab. inż. *Aleksander Urbaś*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. dr hab. inż. *Jacek Wojciechowski*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Prof. nzw.,
Dr hab. inż. *Andrzej Wojtkiewicz*
Politechnika Warszawska,
Instytut Systemów Elektronicznych

Dr hab. inż. *Zygmunt Wróbel*
Uniwersystet Śląski, Sosnowiec
Instytut Problemów Techniki