

POLSKA AKADEMIA NAUK
KOMITET ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

KWARTALNIK
ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI

ELECTRONICS AND
TELECOMMUNICATIONS
QUARTERLY

TOM 51 — ZESZYT 1

WARSZAWA 2005

RADA REDAKCYJNA

Przewodniczący

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

Członkowie

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

REDAKCJA

Redaktor Naczelny

prof. dr hab. inż. WIESŁAW WOLIŃSKI

Zastępca Redaktora Naczelnego

doc. dr inż. KRYSTYN PLEWKO

Sekretarz Odpowiedzialny

mgr ELŻBIETA SZCZEPANIAK

ADRES REDAKCJI

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

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

Telefony domowe: Redaktora Naczelnego: 812 17 65

Zast. Red. Naczelnego: 826 83 41

Sekretarza Odpowiedzialnego: 633 92 52

Ark. wyd. 16,8	Ark. druk. 13,5	Podpisano do druku w marcu 2005 r.
Papier offset. kl. III 80 g. B-1		Druk ukończono w kwietniu 2005 r.

Skład, druk i oprawa: Warszawska Drukarnia Naukowa PAN
00-656 Warszawa, ul. Śniadeckich 8
Tel./fax: 628-87-77

Szanowni Autorzy

„Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji” — Electronics and Telecommunications Quarterly jest kontynuatorem tradycji powstałego 51 lat temu kwartalnika p.t. „Rozprawy Elektrotechniczne”.

Kwartalnik jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk. Wydawany jest przez Warszawską Drukarnię Naukową PAN. 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, oproelektroniki, 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. Opublikowane w kwartalniku wyniki prac naukowych zrealizowanych w ramach „GRANTów” Komitetu Badań Naukowych spełnia więc jeden z wymogów stawianych tym pracom.

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

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

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

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

Redakcja

SPIS TREŚCI

P. Dębiec, Ł. Kornatowski, K. Ślot: Kodowanie i synteza tekstur z użyciem sieci neuronowych komórkowych przy wykorzystaniu dekompozycji Wolda	9
S. Kozieł: Analiza zniekształceń nieliniowych filtrów $G_m - C$ — podejście numeryczne	37
A. Kos, Z. Nagórny: Minimalizacja długości połączeń w układach elektronicznych z wykorzystaniem sieci Hopfielda	55
J. Halawa: Dobór nastaw regulatorów dla obiektów bez wyrównania z inercją pierwszego rzędu	73
Z. Surowiak, M. Płońska: Mechanizmy rozpraszania światła w elektrooptycznej ceramice PLZT	85
D. Krzemieniecki: Badanie i optymalizacja szerokopasmowego transformatora kierunkowego	105
K. Pacholski: Parametry szybkościowe przetworników pomiarowych wielkości elektrycznych	137
B. Stec, W. Susek, A. Dobrowolski: Ocena dokładności pomiaru temperatury radiometrem mikrofalowym	161
K. T. Poźniak, T. W. Czarski, R. S. Romaniuk: System pomiarowo-kontrolny dla nadprzewodzącej, mikrofalowej wnęki rezonansowej akceleratora tesla i europejskiego lasera xfel	175
Informacje dla Autorów (w jęz. polskim)	211

CONTENTS

P. Dębiec, Ł. Kornatowski, K. Ślot: Texture coding and synthesis in cellular neural networks using a wold-like decomposition	9
S. Kozieł: Distortion Analysis of $G_m - C$ Filters – Numerical Approach	37
A. Kos, Z. Nagórny: Minimization of the total length of interconnections in electronic circuits by using hopfield net	55
J. Halawa: Selection of controller settings for astatic controlled systems wit the first-order inertia	73
Z. Surowiak, M. Płońska: Light scattering mechanisms in electrooptic plzt ceramics	85
D. Krzemieniecki: Analysis and optimization of directional transformer	105
K. Pacholski: The speed parameters of electrical value transducers	137
B. Stec, W. Susek, A. Dobrowolski: Design for a low noise of multichannel integrated circuits on example of RX64 chip	161
DK. T. Poźniak, T. W. Czarski, R. S. Romaniuk: Simulator and controller for superconductive, microwave, resonant cavity of tesla accelerator and european xfel	175
Information for the Authors (w jęz. ang.)	214

Kodowanie i synteza tekstur z użyciem sieci neuronowych komórkowych przy wykorzystaniu dekompozycji Wolda

PIOTR DĘBIEC, ŁUKASZ KORNAŃSKI, KRZYSZTOF ŚLOT

*Instytut Elektroniki Politechniki Łódzkiej,
ul. Wólczańska 223, 90-924 Łódź,
e-mail: pdebiec@p.lodz.pl*

*Otrzymano 2003.10.13
Autoryzowano 2004.02.09*

W artykule przedstawiono propozycję wykorzystania sieci neuronowych komórkowych (SNK) do celów kodowania i rekonstrukcji obszarów tekstur jednorodnych, występujących w obrazach rzeczywistych. W proponowanym rozwiązaniu obraz tekstury podlega dekompozycji na trzy składowe — harmoniczną, kierunkową i stochastyczną — z użyciem zoptymalizowanego pod względem czasowym algorytmu, wykorzystującego znane twierdzenie Wolda, a następnie każda ze składowych podlega odrębnemu procesowi kodowania. Model SNK, o analogowym sposobie przetwarzania, został użyty do wydajnej kompresji i szybkiej rekonstrukcji części stochastycznej obrazu. W pracy przedstawiono architekturę SNK, twierdzenie Wolda, proponowany algorytm dekompozycji i kodowania tekstury oraz wyniki przeprowadzonych symulacji komputerowych. Dla szerokiej klasy tekstur osiągnięto lepszą jakość obrazów niż przy użyciu algorytmu JPEG. Poza tym, możliwość fizycznej realizacji SNK w postaci układu scalonego VLSI, pozwala na zastosowanie proponowanego algorytmu do rekonstrukcji obrazu w czasie rzeczywistym.

Słowa kluczowe: kompresja tekstur, twierdzenie Wolda, sieci neuronowe komórkowe

1. WPROWADZENIE

Rozwój wydajnych metod kodowania obrazów cyfrowych stanowił przyczynek do pojawienia się nowych technologii przekazywania i przechowywania danych, takich jak telewizja cyfrowa (ang. Digital Video Broadcasting), DVD (ang. Digital Versatile Disc) czy biblioteki multimedialne (ang. Multimedia Libraries). Jednocześnie, w globalnej sieci Internet oferowany jest zdalny, często bezpłatny, dostęp do tych technologii - przeszukiwanie bibliotek multimedialnych, internetowe korzystanie z telewizji cyfrowej,

możliwość realizacji telekonferencji oraz ogromna liczba reklam video umieszczana w witrynach internetowych. Wzrost zapotrzebowania na sieciowe usługi multimedialne jest szybszy niż wzrost szerokości pasma dostępnego dla tych usług w sieci Internet, dlatego też poszukiwanie coraz wydajniejszych metod kompresji obrazów jest stałym wyzwaniem dla teorii i praktyki cyfrowego przetwarzania sygnałów.

Jednym z efektów intensywnych prac w obszarze rozwoju technik kompresji dla zastosowań w transmisji i archiwizacji danych multimedialnych jest opracowany ostatnio nowy standard MPEG-4 wykorzystujący obiektową technikę segmentacji scen [17]. Każdy obiekt obrazu może być kodowany niezależnie od pozostałych przy użyciu metody najlepiej dopasowanej do jego właściwości. Szczególnym rodzajem obiektów często występujących w obrazach są tekstury, czyli obszary wypełnione powtarzającym się wzorem, posiadającym subiektywnie jednorodne cechy wizualne takie jak ziarnistość, kierunkowość, chropowatość czy regularność. Przykładami tekstur są obrazy muru z cegieł, trawy, splotu tkaniny, plastra miodu czy słojów drewna. Istotną właściwością tekstur z punktu widzenia kompresji obrazu jest to, że odtworzony obraz nie musi być identyczny z oryginałem. Dla dobrej percepcji obrazu wystarczy uzyskać właściwości statystyczne rekonstruowanej tekstury zbliżone do właściwości statystycznych tekstury oryginalnej. Pozwala to na zastosowanie do kodowania tekstur znanych modeli matematycznych takich jak losowe pola Markowa (MRF), dzięki którym możliwe jest uzyskanie dobrej jakości rekonstruowanego obrazu przy bardzo dużym stopniu kompresji. Niestety procedury kodowania i rekonstrukcji tekstur przy użyciu modeli matematycznych są kosztowne obliczeniowo, co praktycznie uniemożliwia ich wykorzystanie w cyfrowych systemach transmisji obrazu [16]. Rozwiązania problemu szybkości rekonstrukcji obrazu coraz częściej poszukuje się pośród wieloprocessorowych układów o architekturach macierzowych, również o analogowym sposobie przetwarzania, których reprezentantem są sieci neuronowe komórkowe (SNK).

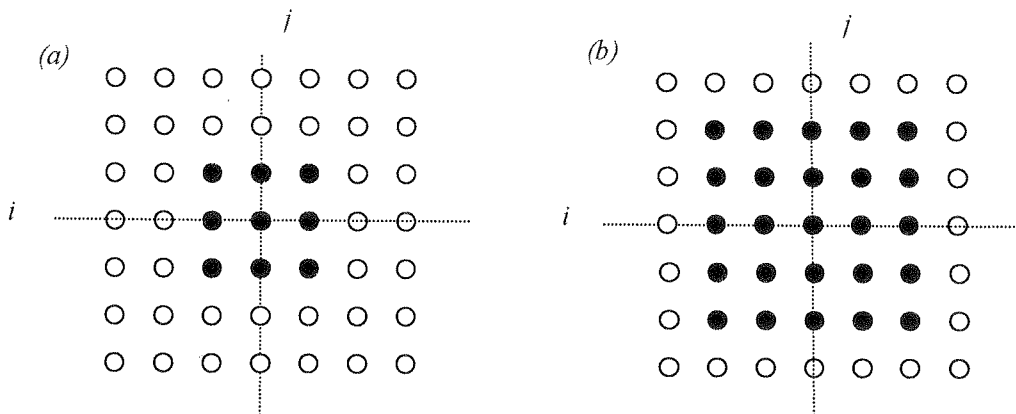
Celem niniejszego artykułu jest przedstawienie propozycji wykorzystania SNK dla celów kompresji i rekonstrukcji tekstur, pozwalającej na szybką realizację tych operacji. We wcześniejszych pracach [5][6] wykazana została przydatność SNK do generacji tekstur stochastycznych, czyli wzorów o dużym stopniu nieregularności i losowości jak np. obraz trawy, żwiru lub powierzchni korka. Tekstury rzeczywiste posiadają zwykle charakter quasi-stochastyczny (lub quasi-deterministyczny), będąc mieszaniną obrazów stochastycznych i deterministycznych. Część deterministyczna tekstur może być w prosty i szybki sposób kodowana oraz odtwarzana znanymi technikami (np. transformacyjnymi), przy użyciu specjalizowanych cyfrowych układów VLSI [11][12][15]. Analogowe realizacje sprzętowe modelu SNK pozwalają na syntezę tekstur stochastycznych w czasie rzędu mikrosekund, nieosiągalnym dla tradycyjnych, cyfrowych metod przetwarzania. Proponowane w artykule podejście do modelowania tekstur stanowi połączenie tradycyjnych metod modelowania tekstur deterministycznych z techniką generacji tekstur stochastycznych przy użyciu SNK i ma zastosowanie dla szerokiej klasy tekstur rzeczywistych. Wykorzystanie do kodowania i rekonstrukcji tekstur kombinacji technik cyfrowych i analogowych może pozwolić na uzyskanie wydajnej obliczeniowo

metody modelowania tekstur. Podstawą teoretyczną przedstawionej idei jest dekompozycja Wolda, która umożliwia dokonanie rozkładu obrazu tekstury na część stochastyczną i część deterministyczną. [7][13]

W kolejnych częściach niniejszego artykułu przedstawione zostały kolejno: ogólne informacje o SNK, podstawy teoretyczne dekompozycji Wolda, oryginalny algorytm dekompozycji tekstury obrazu wykorzystujący transformację Hougha [8], procedurę kompresji poszczególnych części obrazu, wyniki symulacji komputerowych wraz z ich oceną i porównaniem ze standardem JPEG, oraz wnioski wynikające z przeprowadzonych eksperymentów.

2. SIECI NEURONOWE KOMÓRKOWE

Sieć neuronowa komórkowa jest macierzą analogowych procesorów (komórek) połączonych ze sobą lokalnie. Najczęściej komórki są umieszczone w węzłach siatki prostokątnej, a sposób połączeń międzyelementowych jest identyczny dla każdej komórki, za wyjątkiem elementów skrajnych [9]. Komórka usytuowana na pozycji (i, j) jest oznaczana symbolem $C_{i,j}$. Zasięg lokalnych oddziaływań międzykomórkowych określa promień sąsiedztwa $r \geq 0$ (rys. 1). Budowę pojedynczej komórki sieci wraz



Rys. 1. Komórki sieci (zaznaczone czarnym kolorem) należące do sąsiedztwa komórki $C_{i,j}$ o promieniu $r = 1$ (a) oraz $r = 2$ (b)

Fig. 1. Neighborhood of a cell $C_{i,j}$ (in black) for $r = 1$ (a) and $r = 2$ (b)

ze schematem połączeń w obrębie jej sąsiedztwa przedstawiono w sposób blokowy na rys. 2. Sygnałami sterującymi komórką są:

- sygnały wyjściowe komórek sąsiedztwa: $y_{i,j}$ (w tym jej własny sygnał wyjściowy),
- sygnały wejściowe komórek sąsiedztwa: $u_{i,j}$ (w tym jej własny sygnał wejściowy),
- stały w czasie i jednaki dla wszystkich komórek sygnał polaryzacji I .

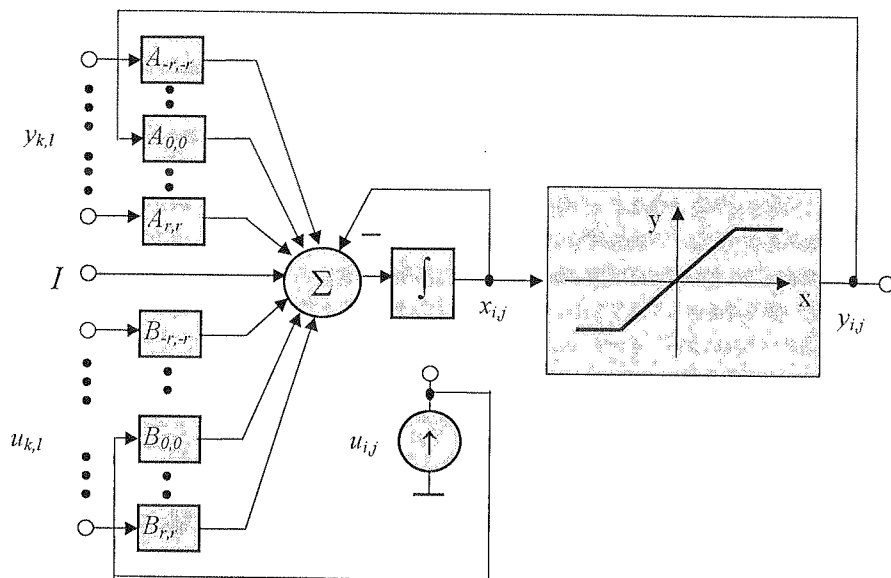
Rys. 2. Schemat blokowy komórki $C_{i,j}$ sieci SNK

Fig. 2. Block diagram of a cell

Scałkowana w dziedzinie czasu ważona suma sygnałów sterujących komórką $C_{i,j}$ stanowi sygnał stanu $x_{i,j}$ tej komórki. Sygnał wyjściowy $y_{i,j}$ jest otrzymywany w wyniku nieliniowej transformacji sygnału stanu.

Matematyczny opis sieci sprowadza się do dwóch zależności, opisujących odpowiednio dynamikę zmian w czasie sygnałów stanu komórek:

$$\frac{dx_{i,j}}{dt} = -x_{i,j} + \sum_{k,l \in N} A_{k,l} y_{i+k,j+l} + \sum_{k,l \in N} B_{k,l} u_{i+k,j+l} + I, \quad k, l \in C, \quad |k|, |l| \leq r \quad (1)$$

oraz wyjściową funkcję transformującą, która ma najczęściej charakter odcinkowo-liniowy:

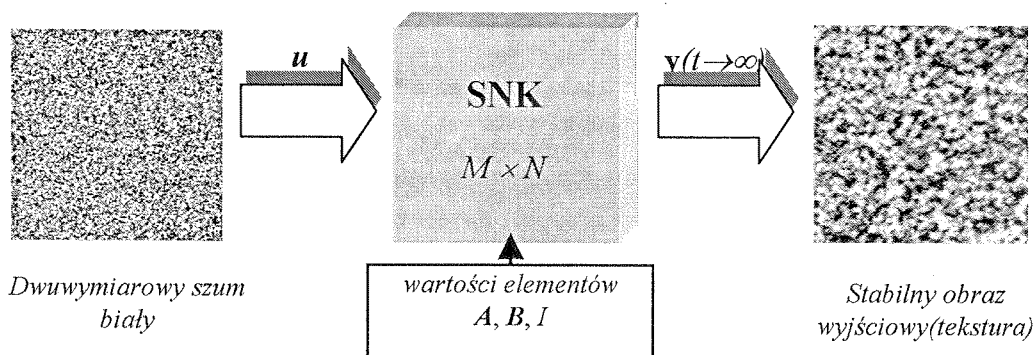
$$y_{i,j} = \frac{1}{2} (|x_{i,j} + 1| - |x_{i,j} - 1|). \quad (2)$$

Wartości współczynników $A_{k,l}$, $B_{k,l}$ występujących w równaniu (1) są jednakowe dla wszystkich komórek sieci. Dla przejrzystości opisu wartości te są przedstawiane w formie macierzy kwadratowych A i B o rozmiarach $(2r+1) \times (2r+1)$, zwanych odpowiednio operatorem sprzężenia zwrotnego i operatorem sterowania. Zbiór współczynników $T = \{A, B, I\}$, zwany szablonem sieci (ang. *cloning template*) w pełni definiuje sieć i pełnioną przez nią funkcję. Dla SNK o małym promieniu sąsiedztwa liczba parametrów jest niewielka, np. dla $r = 1$ jest ich 19.

W zastosowaniach SNK do przetwarzania obrazów przyjmuje się, że każdemu pikselowi obrazu odpowiada jedna komórka sieci. Sygnał wejściowy SNK składa się

z dwóch niezależnych obrazów wejściowych: macierzy początkowych sygnałów stanu $x(t = 0)$ i macierzy sygnałów wejściowych u wszystkich komórek sieci. Wartości sygnałów x , u odpowiadają poziomom jasności pikseli w odpowiadających im obrazach wejściowych. Wynikiem przetwarzania, po ustaniu procesów przejściowych, jest obraz odpowiadający macierzy sygnałów wyjściowych y komórek sieci, znajdującej się w stanie stabilnym.

Proponowany sposób wykorzystania SNK do generacji tekstur jest następujący. Sygnały początkowe komórek sieci inicjowano niezależnymi od siebie wartościami losowymi, stanowiącymi realizację dwuwymiarowego szumu białego o rozkładzie gaussowskim, zerowej wartości średniej i niewielkiej wariancji (model szumu termicznego). Wynikiem zachodzących spontanicznie w sieci procesów przejściowych były sygnały wyjściowe komórek sieci — stabilny obraz y , do którego dodawano składową stałą I , równą wartości średniej obrazu oryginalnego. Postać generowanej przez SNK tekstury była zależna od wartości elementów operatorów A i B a sama procedura została schematycznie przedstawiona na rys. 3.



Rys. 3. Symulacja procesu syntezy tekstur z użyciem SNK

Fig. 3. Texture synthesis using CNN

3. DEKOMPOZYCJA WOLDA

Zgodnie z twierdzeniem Wolda uogólnionym na przypadek dwuwymiarowy [7] każdą teksturę stanowiącą regularne i jednorodne pole losowe $\{y(m, n)\}$ można jednoznacznie przedstawić jako sumę trzech wzajemnie ortogonalnych składowych:

$$y(m, n) = p(m, n) + g(m, n) + w(m, n), \quad (3)$$

gdzie $\{p(m, n)\}$ jest składową harmoniczną, $\{g(m, n)\}$ jest składową kierunkową (ang. *Evanescent*) obrazu (suma $p(\cdot)$ i $g(\cdot)$ nazywana jest częścią deterministyczną obrazu), zaś

$$w(m, n) = \sum_{(k, l) \geq (0, 0)} a(k, l) e(m - k, n - l). \quad (4)$$

jest składową (częścią) stochastyczną obrazu, przy czym pole losowe $e\{(m, n)\}$ jest dwuwymiarowym szumem białym, a $a(k, l)$ są współczynnikami rzeczywistymi spełniającymi zależność:

$$\sum_{(k, l) \geq (0, 0)} a^2(k, l) < \infty; \quad a(0, 0) = 1. \quad (5)$$

Teoretycznie jednoznaczny rozkład tekstury na trzy składowe jest trudny do przeprowadzenia w dziedzinie przestrzennej i w praktyce przeprowadza się dekompozycję dystrybucyj gęstości widma mocy tekstury. Okazuje się bowiem, że składowe stochastyczna, harmoniczna i kierunkowa w dziedzinie przestrzennej posiadają odpowiednio ciągłą, osobliwą i skokową dystrybucję widma mocy. Zgodnie z twierdzeniem Lebesgue'a [18] możemy zapisać:

$$F_y(\omega_1, \omega_2) = F_w^c(\omega_1, \omega_2) + F_p^s(\omega_1, \omega_2) + F_g^o(\omega_1, \omega_2), \quad (6)$$

gdzie $F_y(\omega_1, \omega_2)$ jest dystrybucją widma mocy tekstury, a $F_w^c(\omega_1, \omega_2)$, $F_p^s(\omega_1, \omega_2)$ i $F_g^o(\omega_1, \omega_2)$ są jej wzajemnie ortogonalnymi składowymi kolejno: ciągłą, skokową i osobliwą.

Składowa ciągła jest ciągła we wszystkich punktach płaszczyzny (ω_1, ω_2) wzdłuż obu kierunków częstotliwości przestrzennych. Jej rozkład jest więc skoncentrowany na płaszczyźnie R^2 , czyli na zbiorze nieprzeliczalnym o mierze Lebesgue'a różnej od zera. Dla tego rozkładu można określać gęstość, czyli prawdopodobieństwo występowania w widmie pola losowego prążków o częstotliwościach pochodzących z określonych przedziałów, stanowiących podzbiory R^2 o niezerowym polu powierzchni. Prawdopodobieństwo to jest równe zeru dla każdego zbioru częstotliwości, którego miara Lebesgue'a jest równa zeru. Składowa ciągła odpowiada w dziedzinie przestrzennej części ściśle losowej ($\{w(m, n)\}$) pola $\{y(m, n)\}$. Po jej usunięciu pozostają tylko składniki deterministyczne (skokowy i osobliwy), dla których nie można określić gęstości rozkładu.

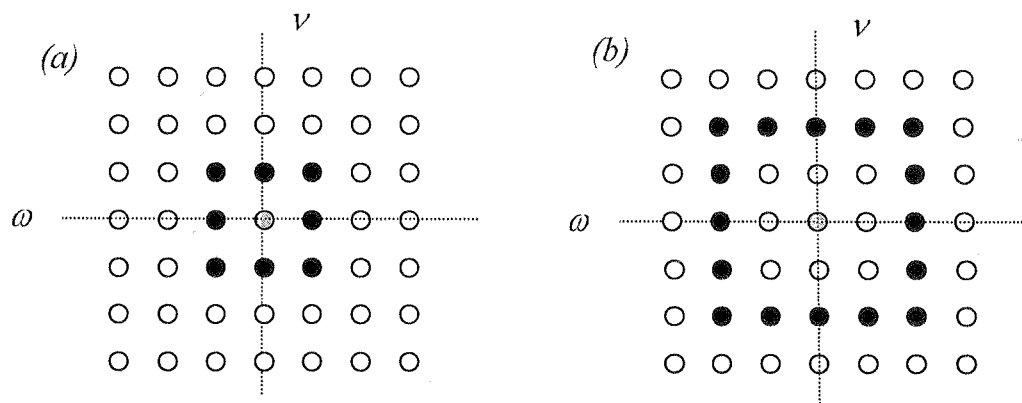
Składowa skokowa widma posiada rozkład skoncentrowany na przeliczalnym zbiorze w R^2 o mierze Lebesgue'a równej zeru, a więc na zbiorze izolowanych punktów płaszczyzny. W odróżnieniu od rozkładu ciągłego, możemy tu określać prawdopodobieństwa występowania w widmie gęstości mocy prążków o określonych wartościach częstotliwości (ω_1, ω_2) . Prawdopodobieństwo to jest równe zeru prawie wszędzie (za wyjątkiem przeliczalnej liczby punktów). Składowa skokowa widma reprezentuje w dziedzinie przestrzennej część harmoniczną dekompozycji Wolda, ponieważ stanowi sumę przestrzennych sinusoid o ustalonych częstotliwościach ω_1 i ω_2 . Dystrybucja tego rozkładu jest dwuwymiarową funkcją schodkową.

Składowa osobiwa posiada rozkład skoncentrowany na nieprzeliczalnym zbiorze w R^2 , którego miara Lebesgue'a jest równa zero. Jest to więc zbiór linii (krzywych, odcinków itp.) na płaszczyźnie $\omega_1 \times \omega_2$. Rozkład ten jest równy zero dla każdego zbioru przeliczalnego, co różni go od rozkładu skokowego. Od rozkładu ciągłego różni się tym, że rozkład ciągły zeruje się na *każdym* zbiorze, którego miara Lebesgue'a jest równa zero. Składowa ta w dziedzinie przestrzennej odpowiada części kierunkowej pola losowego w dekompozycji Wolda.

Próby wydzielenia składowej kierunkowej napotykają na duże trudności i w praktyce zakłada się m. in., że dziedziną dystrybuanty składowej kierunkowej jest wyłącznie zbiór prostych o określonych kierunkach. Ponieważ stosowane uproszczenia pozwalają uzyskać tylko w pewnym przybliżeniu opisane powyżej trzy składowe obrazów, to rzeczywiste metody określane są jako „przybliżone” dekompozycje Wolda (ang. *Wold-like*).

4. ALGORYTM DEKOMPOZYCJI WIDMA TEKSTURY

Dla obrazu tekstury źródłowej (po uprzednim wyzerowaniu składowej stałej) obliczane jest widmo dyskretne Fouriera (DFT), które podlega następnie dekompozycji na składowe: harmoniczną, kierunkową i stochastyczną. Stwierdzenie ciągłości lub osobiwości rozkładu widma w pewnym punkcie płaszczyzny (ω_1, ω_2) odbywa się na podstawie oceny szybkości zmian amplitudy widma w dyskretnym otoczeniu tego punktu, określonym przez wartość promienia otoczenia ρ (rys. 4).



Rys. 4. Przykłady otoczenia w dziedzinie DFT (zaznaczone czarnym kolorem) o promieniu $\rho = 1$ (a) i $\rho = 2$ (b)

Fig. 4. Sample DFT-domain neighborhood (in black): $\rho = 1$ (a) and $\rho = 2$ (b)

W pierwszej fazie procesu dekompozycji, z widma obrazu wyodrębniane są prążki składające się na część harmoniczną tekstury. Jak wynika z doświadczeń [14], naj-

częściej są to izolowane prążki lub grupy sąsiednich prążków o dużej amplitudzie w porównaniu z amplitudą prążków otoczenia. Warunek jaki musi spełnić prążek, aby był zakwalifikowany do części harmonicznego został określony jako:

$$\forall_{X(\omega_1^s, \omega_2^s) \in S} |X(\omega_1, \omega_2)| - |X(\omega_1^s, \omega_2^s)| > d_{min} \quad (7)$$

gdzie:

$|X(\omega_1, \omega_2)|$ — wartość amplitudy rozpatrywanego prążka,

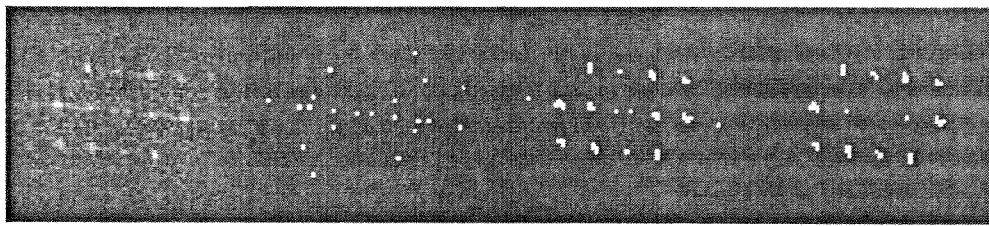
$|X(\omega_1^s, \omega_2^s)|$ — wartość amplitudy prążka należącego do otoczenia,

S — zbiór wszystkich prążków widma należących do otoczenia,

d_{min} — doświadczalnie wyznaczona wartość progowa.

Na podstawie przeprowadzonych eksperymentów jako optymalny rozmiar promienia ρ przyjęto wartość 3. Wpływ doboru obszaru otoczenia na jakość wydzielenia części harmonicznego przedstawiono na rys. 5.

a) b) c) d)

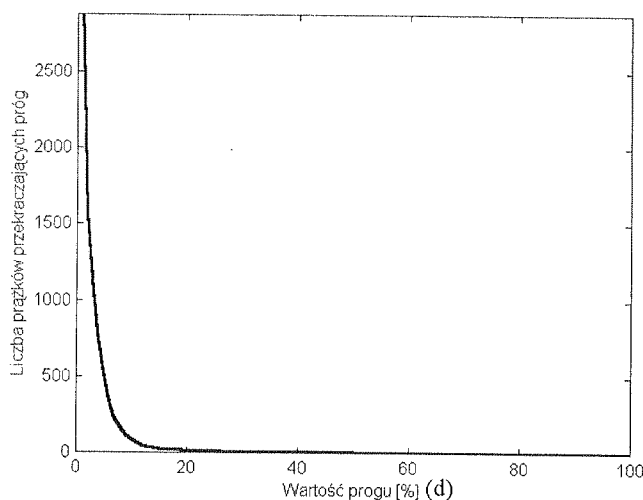


Rys. 5. Wpływ wartości promienia otoczenia na jakość wydzielenia części harmonicznego — tekstura „fabric”: a) wycinek widma oryginalnego; wyszukane położenia prążków części harmonicznego dla: b) $\rho = 1$, c) $\rho = 3$, d) $\rho = 5$

Fig. 5. Harmonic component extraction for varying neighborhood size for texture „fabric” a) original spectrum and harmonic components for b) $\rho = 1$, c) $\rho = 3$, d) $\rho = 5$

Występująca w zależności (7) wartość progowa d_{min} została określona empirycznie na podstawie histogramu wartości prążków widma amplitudowego. Przykład takiej zależności dla tekstury „fabric” przedstawiono na rys. 6. Optymalne z punktu widzenia jakości dekompozycji wartości d_{min} stanowiły od 2% do 10% wartości maksymalnej widma amplitudowego obrazu.

Wydzielone w pierwszym etapie prążki stanowią widmo części harmonicznego tekstury i są następnie usuwane z widma obrazu, po czym algorytm przechodzi do kolejnego, najtrudniejszego etapu jakim jest wydzielenie z widma tekstury części kierunkowej. W etapie tym zastosowano wspomniane wcześniej uproszczenie — założenie, że rozkład widma części kierunkowej jest skupiony wyłącznie na prostych o określonych kierunkach. Ze względu na duży koszt obliczeniowy zrezygnowano z bezpośredniego wyszukiwania tych komponentów w widmie amplitudowym i użyto transformacji Hougha. Zmodyfikowane (bez części harmonicznego) widmo amplitudowe tekstury zostaje



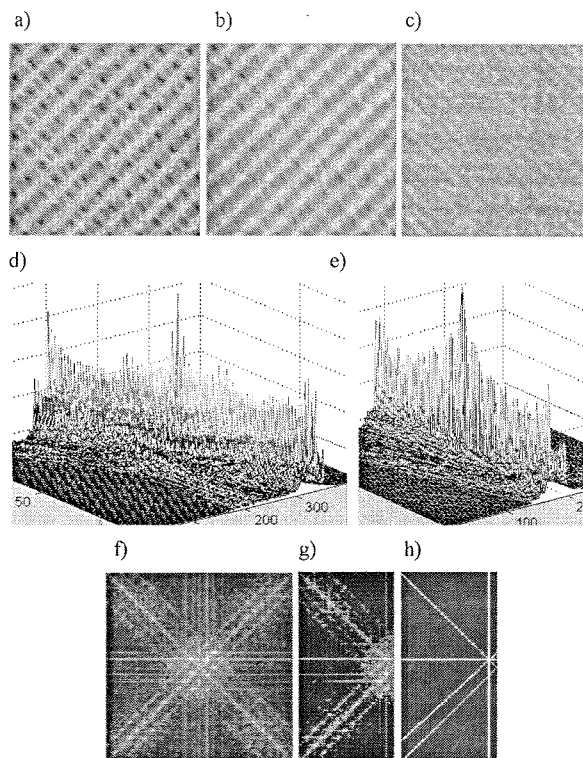
Rys. 6. Zależność pomiędzy wartością progu (d) wyrażoną w procentach wartości maksymalnej widma $|X(\omega, \nu)|_{\max}$ a liczbą prążków widma, dla których spełniony jest warunek $|X(\omega, \nu)| > d$ (tekstura „fabric”)

Fig. 6. A plot of number of extracted DFT coefficients versus threshold level d (d is given relative to $|X(\omega, \nu)|_{\max}$) for texture „fabric”

przekształcone w macierz $\mathbf{H}$ o rozmiarach $A \times B$. Pierwsza współrzędna elementu macierzy $\mathbf{H}$ odpowiada wartości współczynnika kierunkowego a , druga współrzędna odpowiada wartości współczynnika b prostej, na której leży rozpatrywany prążek. Rozmiary macierzy $\mathbf{H}$ oraz założone wartości jej współrzędnych wynikają z założonego zbioru rozpatrywanych prostych. Wartość elementu macierzy $\mathbf{H}$ o współrzędnych odpowiadających wartościom (a, b) jest zwiększana o wartość rozpatrywanego prążka widma amplitudowego, jeśli leży on na prostej $\omega_2 = a\omega_1 + b$. Aby ograniczyć rozmiary macierzy, algorytm przeszukuje proste o nachyleniu $\Theta \in \langle -45, 45 \rangle$ stopni. W celu wyszukania komponentu kierunkowego dla pozostałych kątów, algorytm jest powtarzany po uprzednim obrocie widma amplitudowego o 90° . W algorytmie jest sprawdzane, czy występują komponenty kierunkowe leżące wzdłuż prostych o kątach nachylenia Θ od 1° do 360° z dokładnością 1° . Aby ograniczyć liczbę operacji, sprawdzana jest tylko określona liczba prążków o największych wartościach (tylko prążki widma o wartości większej niż pewna wartość progowa).

W wyznaczonej transformacie Hougha można wyróżnić wiele maksimów odpowiadających różnym kierunkom (rys. 7). Do określenia lokalnych maksimów w dziedzinie transformaty Hougha, jest używany algorytm podobny do zastosowanego przy wyszukiwaniu komponentów harmoniczych. W odróżnieniu od algorytmu zastosowanego do detekcji komponentu kierunkowego zastosowano inny kształt otoczenia: 3 w kierunku b i 5 w kierunku a . Efektem przedstawionej procedury jest zbiór punktów w dziedzinie transformaty, odpowiadającym prostym dziedziny widma. Prążki leżące wzdłuż tych

prosty są wydzielane jako część kierunkowa widma tekstury. Po usunięciu zarówno prążków komponentu harmonicznego jak i kierunkowego uzyskiwane jest widmo części stochastycznej.



Rys. 7. Detekcja komponentu kierunkowego przy pomocy algorytmu wykorzystującego transformatę Hougha: a) obraz oryginalny, b) obraz komponentu kierunkowego, c) obraz stochastyczny, d) transformata Hougha dla kierunków o nachyleniu $\alpha \in [-45^\circ, 45^\circ]$, e) transformata Hougha dla kierunków o nachyleniu $\alpha \in [-46^\circ, 136^\circ]$ stopni, f) widmo oryginalne, g) sprawdzane prążki, h) wyszukane kierunki

Fig. 7. Evanescent component detection using Hough transform: a) original image, b) evanescent component, c) stochastic component, d) Hough transform for angles $\alpha \in [-45^\circ, 45^\circ]$, e) Hough transform for angles $\alpha \in [-46^\circ, 136^\circ]$, f) original spectrum, g) tested fringes, h) detection results

5. KOMPRESJA SKŁADOWYCH OBRAZU

Po etapie dekompozycji tekstury, w celu uzyskania wysokiego stopnia kompresji obrazu, poszczególne jej składowe podlegają odrębnemu modelowaniu. Ze względu na zwartą reprezentację składowych harmonicznej i kierunkowej w dziedzinie widma,

modelowanie tych elementów przeprowadzono z użyciem wydzielonych w procedurze dekompozycji wartości współczynników transformaty Fouriera, odpowiednio zmniejszając liczbę tych współczynników i poddając ich wartości procesowi kwantyzacji.

Część stochastyczną modelowano z użyciem SNK. Proces ten wymagał zaprojektowania stabilnej SNK emulującej dwuwymiarowy filtr AR, która zgodnie z twierdzeniem Wolda (4) transformuje dwuwymiarowy szum biały w obraz tekstury jednorodnej, nie zawierającej składowych deterministycznych. Wartości parametrów zaprojektowanej SNK podlegały następnie procesowi kwantyzacji.

5.1. KOMPRESJA SKŁADOWEJ HARMONICZNEJ

W efekcie działania algorytmu, w wydzielonej składowej harmonicznej widma tekstury można było wyróżnić liczne grupy sąsiadujących ze sobą prążków. Znaczne zwiększenie stopnia kompresji obrazu uzyskano poprzez zastąpienie takiej grupy jednym prążkiem o określonej częstotliwości przestrzennej, fazie i amplitudzie. Częstotliwość przestrzenną prążka modelującego przyjęto równą częstotliwości przestrzennej prążka o największej amplitudzie w modelowanej grupie. Przebadano cztery sposoby obliczania wartości prążka modelującego:

1. wartość prążka modelowanego jest równa sumie wartości zespolonych prążków modelowanych,
2. wartość modułu prążka, jest sumą wartości modułów modelowanych prążków; wartość argumentu jest sumą wartości argumentów modelowanych prążków,
3. wartość modułu jest sumą modułów poszczególnych prążków wartość argumentu jest równa argumentowi prążka o największej energii,
4. wartość argumentu jest równa argumentowi prążka o największej energii; wartość modułu jest wyznaczana ze wzoru:

$$X_w = \sqrt{\sum_{k=1}^N X_k^2} \quad (8)$$

gdzie:

X_w — wartość amplitudy prążka wypadkowego,

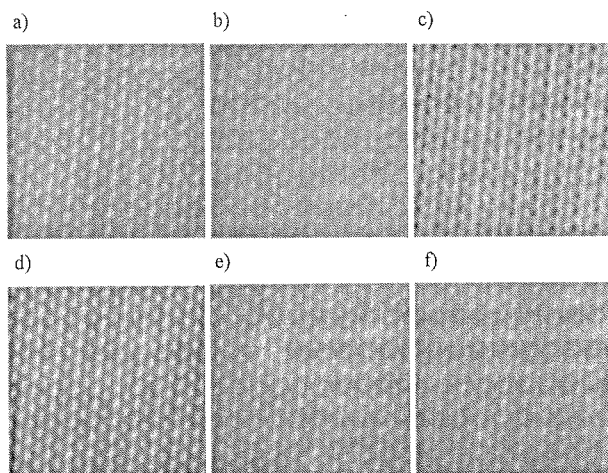
X_k — wartość amplitudy k -tego prążka należącego do grupy,

N — liczba wszystkich prążków w grupie,

5. pozostawiony jest tylko prążek o maksymalnej amplitudzie, pozostałe są pomijane.

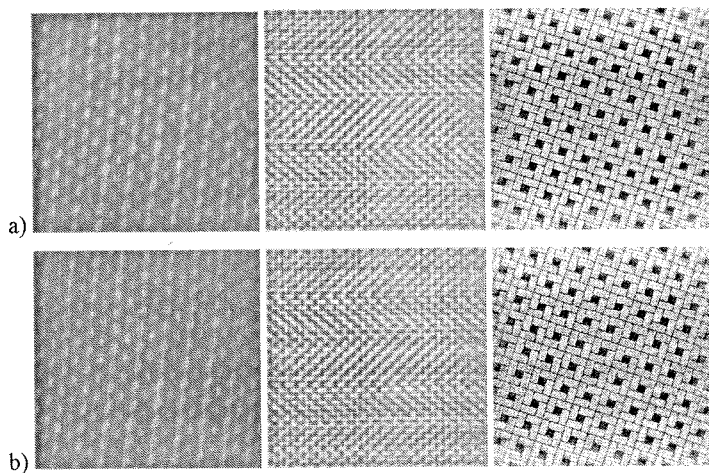
Na podstawie wyników ustalono, że najlepsze rezultaty dla szerokiej klasy tekstur daje metoda 4. W wielu przypadkach prosta operacja pominięcia prążków sąsiadujących (metoda 5) dawała zadowalające wyniki. Badania wykazały, że operacje przeprowadzane na fazach prążków widma (metody 1 i 2) dawały dużo gorsze rezultaty, co potwierdza istotną rolę zniekształceń fazowych w percepcji tekstur naturalnych.

Przykładowe rezultaty modelowania części harmonicznej dla tekstury „fabric” przedstawiono na rys. 8. Dzięki modelowaniu liczba prążków zmniejszyła się z 26 do 12.



Rys. 8. Modelowanie części harmonicznej tekstury „fabric” (opis metod w tekście): a) oryginalny obraz części harmonicznej, b) metoda 1, c) metoda 2, d) metoda 3, e) metoda 4, f) metoda 5

Fig. 8. Harmonic component modeling for texture „fabric” using different methods: a) original harmonic component, b) method 1, c) method 2, d) method 3, e) method 4, f) method 5



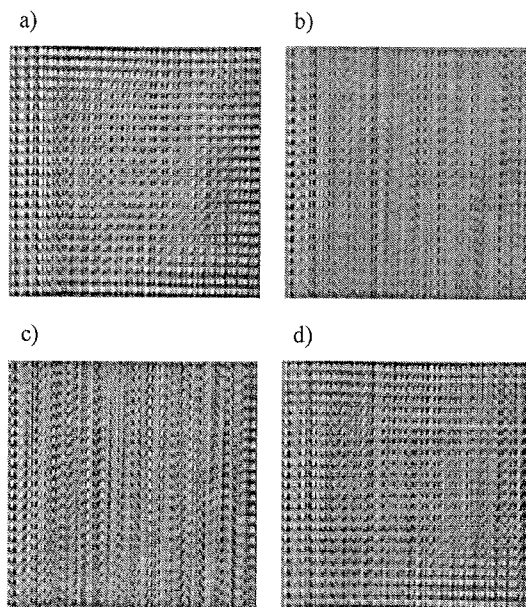
Rys. 9. Porównanie obrazów części harmonicznej tekstur (od lewej do prawej) „fabric”, „herr”, „tile_floor1”: a) oryginalnych b) po kwantyzacji

Fig. 9. Harmonic components of textures (left to right) „fabric”, „herr” and „tile_floor1”: a) original images, b) quantized images

W kolejnym kroku wartości prążków podlegały kwantowaniu. Ze względu dużą rolę fazy w percepcji obrazów [10], wartości zespolone prążków były reprezentowane przez wartości amplitudy i fazy a nie wartości części rzeczywistej i urojonej. Pozwoliło to na zastosowanie mniejszej liczby poziomów kwantyzacji amplitudy w porównaniu z liczbą poziomów kwantyzacji fazy. Poza tym do kwantowania fazy użyto kwantyzatora równomiernego, a do kwantyzacji amplitudy — kwantyzator nierównomierny. Położenie prążków na płaszczyźnie $\omega_1\omega_2$ zakodowano przy użyciu algorytmu RL (ang. *run-length*). Dla obrazu „fabric” o rozmiarach 236×243 położenie każdego prążka kodowane było z użyciem liczb dwubajtowych. Liczba bitów potrzebna do zakodowania części harmonicznej tej tekstury wyniosła 288 (36 B). Różnice między obrazami oryginalnym i zakodowanym są niezauważalnie małe (rys. 9).

5.2. KOMPRESJA SKŁADOWEJ KIERUNKOWEJ

Wydatne modelowanie części deterministycznej kierunkowej jest problemem bardziej skomplikowanym, gdyż liczba prążków części kierunkowej jest o wiele większa niż w przypadku części harmonicznej.



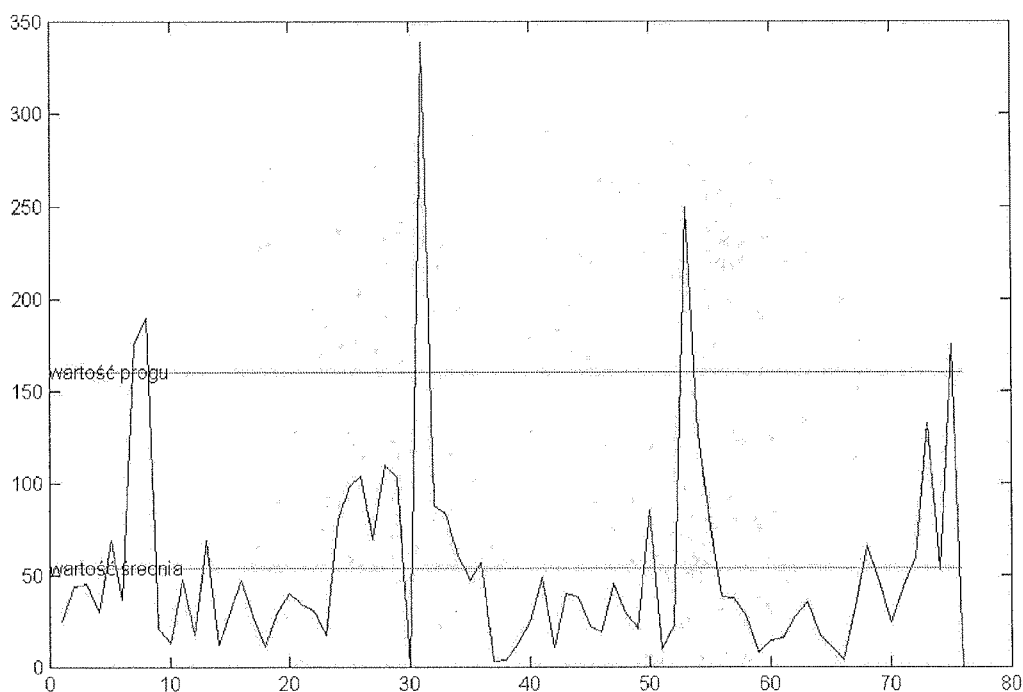
Rys. 10. Modelowanie komponentu kierunkowego tekstury „D21” (opis metod w tekście):
a) obraz oryginalny, b) metoda 1, c) metoda 2, d) metoda 3

Fig. 10. Evanescent component modeling for texture „D21” using different methods:
a) original image, b) method 1, c) method 2, d) method 3

W celu zmniejszenia liczby parametrów koniecznych do zakodowania komponentu kierunkowego, zbadano trzy warianty modelowania amplitudy prążków widma (rys. 10):

1. wszystkie wartości amplitud modelowane są wartością średnią amplitudy prążków, dla danego elementarnego komponentu kierunkowego (tzn. dla prążków wzdłuż danej prostej),
2. modelowanie amplitud wartościami szumu gaussowskiego o wartości średniej i odchyleniu standardowym, wyliczonymi dla oryginalnych prążków,
3. amplitudy prążków o wartościach większych od progu równego trzem wartościom średnim podlegają kwantowaniu; pozostałe są modelowane wartością średnią.

We wszystkich rozważanych przypadkach wartości fazy były kwantowane równomiernie. Tylko w przypadku metody 3 uzyskano zadowalającą relację stopień kompresji — jakość obrazu. Okazało się bowiem, że bardzo często w komponencie kierunkowym tekstur naturalnych występują prążki o amplitudach znacznie większych od wartości średniej (rys. 11). Powodowało to duże zniekształcenia w obrazie zrekonstruowanym przy zastosowaniu metod 1 i 2.



Rys. 11. Przykładowy rozkład wartości widma amplitudowego tekstury wzdłuż kierunku określonego przy użyciu transformacji Hougha

Fig. 11. Sample texture's directional spectral amplitude distribution derived using Hough transform

Do celów kodowania obrazu przyjęto 4 bity dla wartości fazy prążka, 4 bity dla wartości amplitudy prążków dominujących oraz 8 bitów dla określenia położenia prążków w dziedzinie transformaty Fouriera (kodowane są parametry prostych wzdłuż których występują prążki części kierunkowej, a kolejność prążka w ciągu zapisanych danych określa jego częstotliwości przestrzenne).

Obraz tekstury „D21”, przedstawiony na rys. 10, został zakodowany przy użyciu 914 bajtów.

5.3. KOMPRESJA SKŁADOWEJ STOCHASTYCZNEJ

Widmo części stochastycznej obrazu uzyskujemy jako wynik ekstrakcji widm części harmonicznej i kierunkowej z widma obrazu oryginalnego. Dla wielu tekstur widmo to zawiera bardzo dużą liczbę prążków. Dlatego też do kodowania składowej stochastycznej został użyty prosty i wydajny model autoregresyjny (AR).

Proces modelowania części stochastycznej tekstury polegał na zaprojektowaniu takiej SNK, która emulując liniowy filtr AR, przekształca dwuwymiarowy szum biały w zadany obraz tekstury stochastycznej. Wymagało to znalezienia odpowiednich wartości elementów operatorów A i B . W dalszej części przedstawiono zarys procedury projektowania SNK do generacji tekstur stochastycznych. Szczegółowy algorytm można znaleźć w pracy [6].

Liniowe przetwarzanie w SNK oznacza, że sygnał wyjściowy jest zawsze równy sygnałowi stanu, $y = x$ (rys. 2). Przy tych założeniach, wynik przetwarzania sygnałów w sieci można w dziedzinie widmowej zapisać jako [3]:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{Y}(t)_{uv} = -\frac{\tilde{B}_{uv}\tilde{U}_{uv}}{\tilde{A}_{uv}}, \quad 0 \leq u < M, 0 \leq v < N, \quad (9)$$

gdzie $\tilde{Y}..$, $\tilde{U}..$, $\tilde{A}..$, $\tilde{B}..$ są współczynnikami transformaty Fouriera odpowiednio: sygnału wyjściowego y , sygnału wejściowego u oraz operatorów A i B sieci; M , N oznaczają rozmiary sieci.

Celem procedury projektowej było znalezienie przybliżonych wartości elementów operatorów A i B sieci, która pobudzona dwuwymiarowym szumem białym u daje na wyjściu stabilny obraz zadanej tekstury y . Dla modelu AR operator $B = [B_{0,0}] = [1]$, więc równanie (9) można uprościć do postaci:

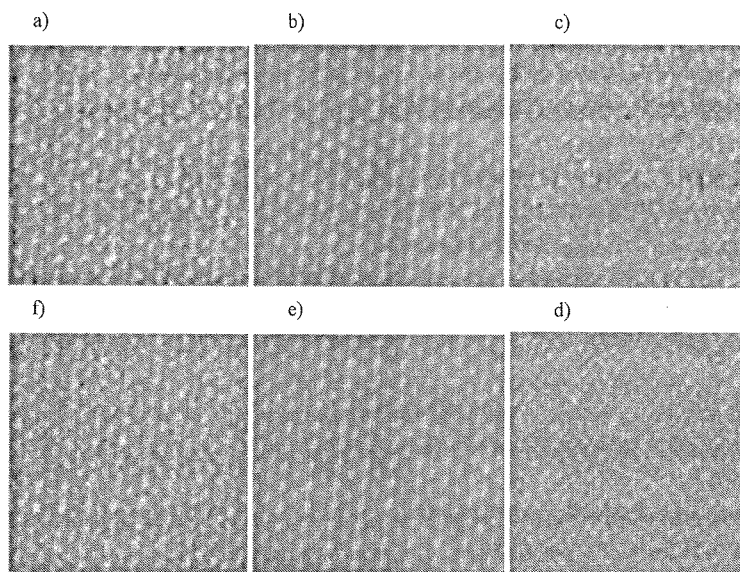
$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{Y}(t)_{uv} = -\frac{\tilde{U}_{uv}}{\tilde{A}_{uv}}, \quad 0 \leq u < M, 0 \leq v < N. \quad (10)$$

W celu zapewnienia dokładności obliczeń, projektowanie SNK emulującej filtr opisany równaniem (10) przeprowadzane zostało w dziedzinie przestrzennej. W rezultacie otrzymano sieć o symetrycznym operatorze A , która przekształca widmo amplitudowe wejściowego sygnału losowego, nie zmieniając jego widma fazowego. Wartości elementów operatora A , wariancja szumu występującego na wejściu sieci oraz ewentualnie

składowa stała obrazu stanowią parametry części stochastycznej obrazu tekstury, które następnie podlegają kodowaniu. Liczba elementów operatora A , decydująca o jakości i stopniu kompresji generowanego obrazu, jest uwarunkowana promieniem sąsiedztwa sieci r , który dla każdej tekstury wykazuje pewną optymalną wartość r_{opt} . Zaprojektowane SNK o wartości $r > r_{opt}$ nie zapewniają poprawy jakości syntezy tekstury, zmniejszając jednocześnie stopień kompresji obrazu. Dla większości przebadanych tekstur rzeczywistych $r_{opt} \leq 4$.

Przykładowe wyniki projektowania SNK ($r = 4$) dla celów modelowania tekstury „fabric” przedstawiono na rys. 12. Uzyskane wartości parametrów podlegały kwantowaniu równomiernemu z 256 poziomami kwantyzacji (8 bitów na parametr).

Określenie całkowitego stopnia kompresji dla tekstury „fabric” o rozmiarach 245×239 zostało przedstawione w tabeli 1. Osiągnięty stopień kompresji wyniósł 0,011 bit/piksel.



Rys. 12. Wyniki dekompozycji i modelowania tekstury „fabric”: a) tekstura oryginalna, b) część harmoniczna, c) część stochastyczna, d) część stochastyczna wygenerowana przez SNK o szablonie przedstawionym na rys. 13, e) modelowana część harmoniczna f) tekstura odtworzona

Fig. 12. Decomposition and modeling of texture „fabric”: a) original texture, b) harmonic component, c) stochastic component, d) stochastic component generated by CNN with cloning template presented in fig. 13, e) generated harmonic component f) reconstructed texture

$A =$

-1.14	0.21	2.29	1.43	-6.74	1.25	2.10	0.21	-0.97
-0.16	0.15	0.37	0.48	-1.99	0.55	0.70	-0.03	0.27
3.86	-0.60	-8.17	-5.11	24.39	-5.16	-7.81	-0.69	3.81
2.65	-0.13	-6.36	-2.93	16.22	-2.90	-7.13	0.51	2.54
-11.31	0.31	26.70	13.50	-69.62	13.50	26.70	0.31	-11.31
2.54	0.51	-7.13	-2.90	16.22	-2.93	-6.36	-0.13	2.65
3.81	-0.69	-7.81	-5.16	24.39	-5.11	-8.17	-0.60	3.86
-0.27	-0.03	0.70	0.55	-1.99	0.48	0.37	0.15	-0.16
-0.97	0.21	2.10	1.25	-6.74	1.43	2.29	0.21	-1.14

Rys. 13. Symetryczny operator A sieci, która pobudzana szumem białym o wariancji $\sigma = 0.1$ generuje obraz składowej stochastycznej tekstury „fabric”; linią przerywaną otoczono elementy operatora A podlegające kodowaniu

Fig. 13. Symmetric operator A for a network that processes white noise input signal of variance $\sigma = 0.1$ into stochastic component of texture „fabric”; the elements of A operator marked by dotted line are the subject of coding procedure

6. ANALIZA I OCENA UZYSKANYCH WYNIKÓW

W ramach eksperymentu procedurom dekompozycji, parametryzacji i rekonstrukcji poddano 21 monochromatycznych, cyfrowych obrazów tekstur o 256 poziomach jasności, pochodzących z albumu Brodatza [1], o rozmiarach od 128×128 do 256×256 . Przebadane obrazy należą do szerokiej klasy tekstur i odznaczają się różnymi właściwościami statystycznymi i wizualnymi. W artykule zamieszczono wyniki uzyskane dla 8 najbardziej reprezentatywnych tekstur.

Efekty dekompozycji i rekonstrukcji wybranych tekstur przedstawiono w tabeli 2. Oprócz obrazów oryginalnych i zrekonstruowanych zaprezentowane zostały obrazy części stochastycznych i deterministycznych, uzyskane w wyniku dekompozycji obrazu oryginalnego oraz w wyniku procedury ich rekonstrukcji, wykorzystującej parametry opracowanego modelu. Dodatkowo, w celach porównawczych, zamieszczono obrazy poddane kompresji przy użyciu algorytmu JPEG. Parametry obu algorytmów zostały tak dobrane, aby uzyskać podobne stopnie kompresji obrazów.

Ilościowe wyniki dekompozycji oraz modelowania dla rozpatrywanego zbioru tekstur zaprezentowano w tabeli 3. Obrazy w tabelach zostały uporządkowane zgodnie z subiektywną oceną stopnia losowości wzoru tekstury tak, że obrazy deterministyczne (1-3) występują w pierwszej grupie, obrazy quasi-deterministyczne (4-6) występują w grupie drugiej, a obrazy stochastyczne (7-8) stanowią grupę trzecią. Należy jednak zaznaczyć, że podział na grupy nie jest ścisły.

Widmo amplitudowe tekstur grupy 1 charakteryzuje się występowaniem regularnych skupisk prążków, stanowiącego część deterministyczną obrazu (rys. 14). Część stochastyczna istnieje we wszystkich teksturach tej grupy co jest spowodowane wystę-

Tabela 1

Rezultaty kompresji przeprowadzonej dla tekstury „fabric”

Compression results for texture „fabric”

Numer tekstury	1	2	3	4	5	6	7	8
Składowa harmoniczna								
Liczba parametrów	499	99	93	58	26	11	26	21
jw. po modelowaniu	499	49	93	41	12	8	26	19
Liczba bitów	14984	1192	2248	1000	304	208	632	472
Składowa kierunkowa								
Komponenty kierunkowe	0	1	4	5	0	1	2	0
Liczba parametrów	0	256	445	573	0	122	192	0
Prążki o kodowanej amplitudzie	0	18	0	28	0	1	0	0
Liczba bitów	0	1272	1388	2804	0	532	820	0
Składowa stochastyczna								
Promień sąsiedztwa sieci	3	3	4	4	4	3	5	5
Liczba parametrów	25	25	41	41	41	25	61	61
Bity opisujące szablon sieci	216	216	344	344	344	216	504	504
Łącznie								
Łączna liczba bitów	15240	2704	4004	4172	656	980	1988	1000
Rozmiar(kB)	1,86	0,33	0,489	0,51	0,08	0,12	0,243	0,122
Rozmiary obrazu	256 × 256	256 × 256	128 × 128	128 × 128	245 × 239	243 × 238	128 × 128	150 × 150
Bit/piksel	0,232	0,041	0,244	0,255	0,011	0,017	0,121	0,044
Obraz odniesienia JPEG								
Rozmiar (kB)	4,62	1,93	0,94	1,11	1,72	1,39	0,82	1,69
Bit/piksel	0,58	0,24	0,47	0,56	0,25	0,2	0,41	0,62

powaniem niewielkich różnic w rozmieszczeniu i kształcie tekseli (np. 3) lub występowaniem mikrotekstur w „tle” tekseli (np. 1, 2).

O niedoskonałości algorytmu rozkładu świadczą pozostałości deterministyczne w części stochastycznej obrazu (np. 1c, 2c), co z kolei powoduje trudności modelowania tej części tekstury przy użyciu modelu SNK. W przypadku niektórych tekstur (np. 3) algorytm modelował komponent kierunkowy, którego znaczenie dla wizualnej percepcji tekstury było znikome (rys. 15) co obniżało poziom kompresji obrazu. W takim przypadku jest możliwe pominięcie parametryzacji (i zapisywania do pliku) komponentu kierunkowego przy jednoczesnym usunięciu go z widma części stochastycznej.

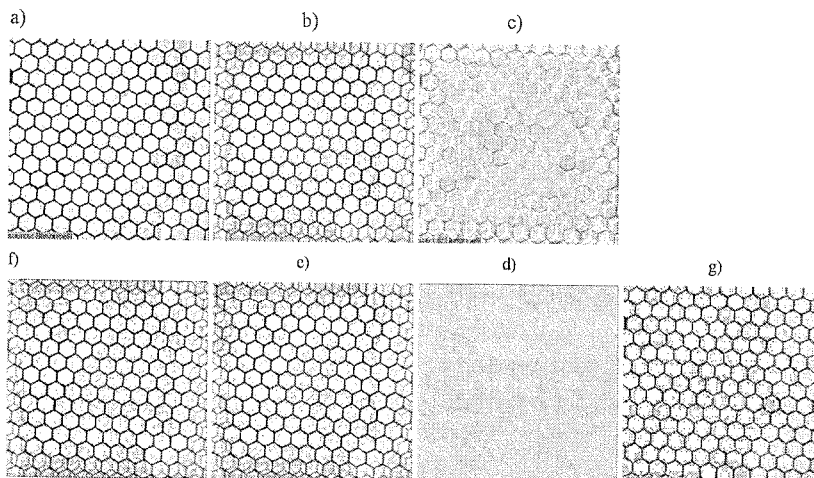
Porównując uzyskane wyniki z algorytmem JPEG należy stwierdzić, że we wszystkich przypadkach obrazów z grupy 1 uzyskano lepszy stopień kompresji obrazu przy porównywalnej jakości rekonstrukcji. Dla obrazu 3 algorytm JPEG wykazywał wyraźnie gorszą jakość rekonstrukcji.

Tabela 2 — 1

Przykładowe wyniki dekompozycji tekstur: a) obraz oryginalny, b) część deterministyczna (suma składowych harmonicznej i kierunkowej), c) część stochastyczna, d) części stochastyczna wygenerowana przez sieć neuronową komórkową, e) część deterministyczna odtworzona na podstawie parametrów f) tekstura zrekonstruowana, g) obraz porównawczy skompresowany przy pomocy algorytmu JPEG

Sample texture decomposition results: a) original image, b) deterministic component (the sum of harmonic and evanescent components), c) stochastic component, d) stochastic component generated by CNN, e) reconstructed deterministic component f) resulting texture, g) the reference image compressed by JPEG algorithm

tile_floor2



Najlepsze wyniki uzyskano w grupie tekstur quasi-deterministycznych (4-6), których widma amplitudowe zawierają niewielką liczbę prążków o dużej amplitudzie oraz duży udział dolnopasmowego „tła” części stochastycznej o małej amplitudzie i niewielkim nachyleniu. Dzięki temu dekompozycja jest łatwa i praktycznie jednoznaczna

Tabela 2 — 2

d30_1923

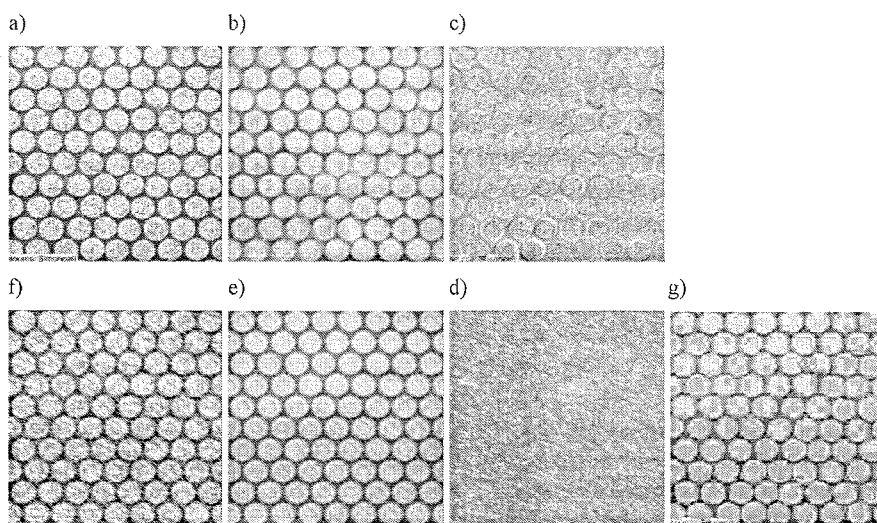


Tabela 2 — 3

t52_cloth

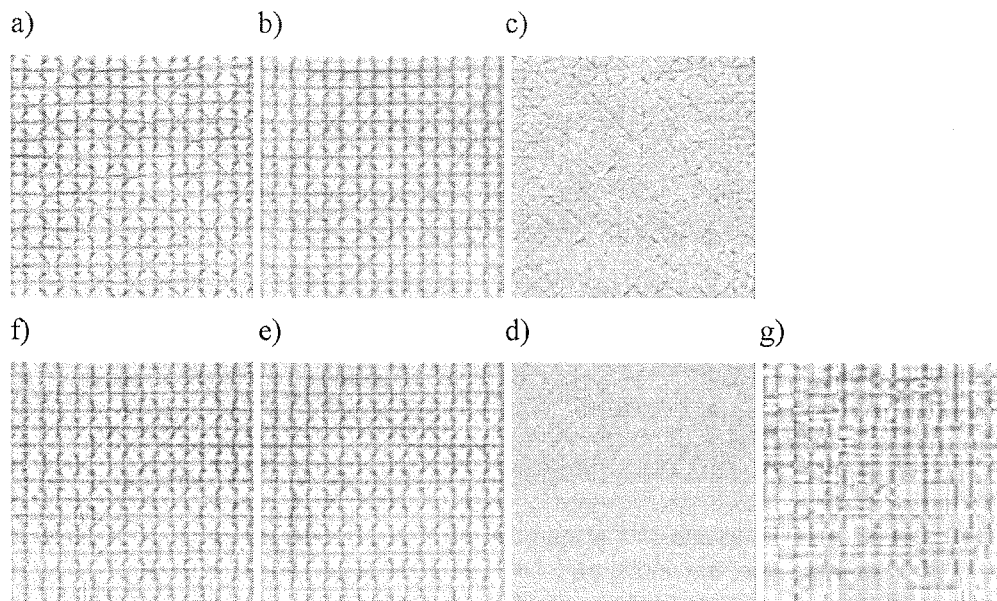


Tabela 2 — 4

h17_herringbone_weave

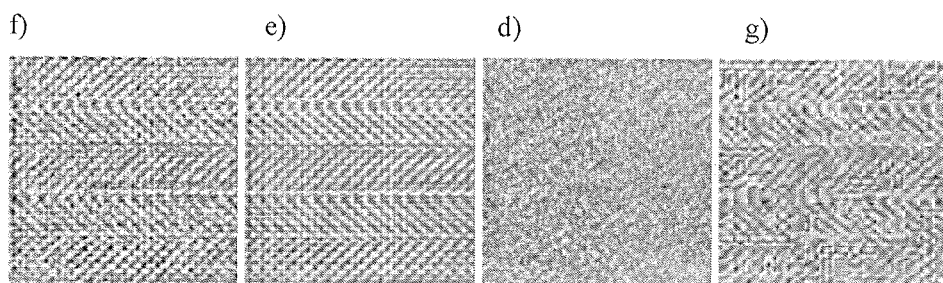
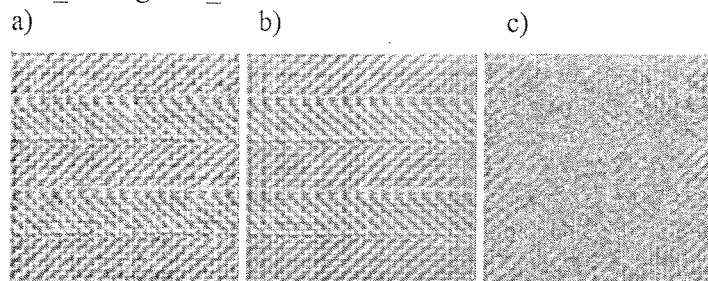


Tabela 2 — 5

fabric_1

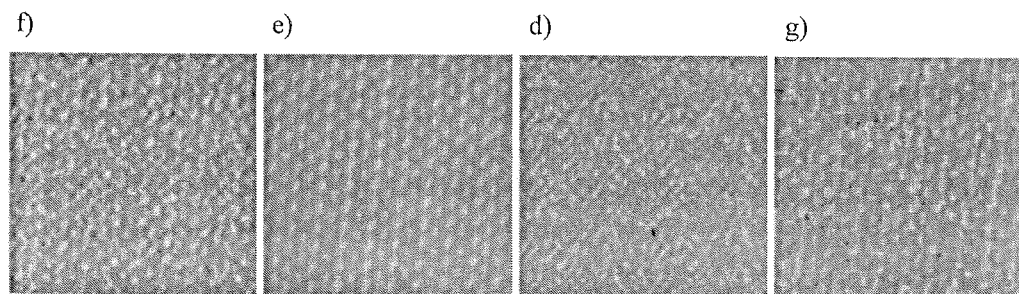
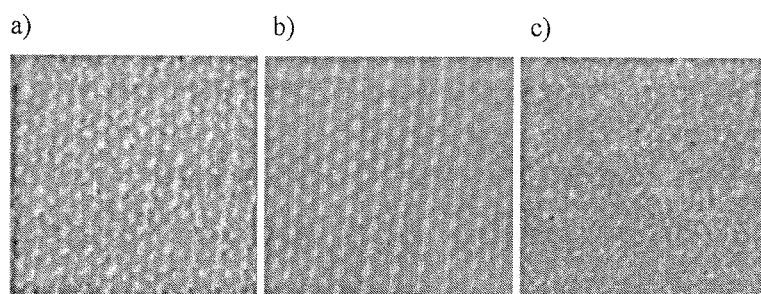


Tabela 2 — 6

d68_wood

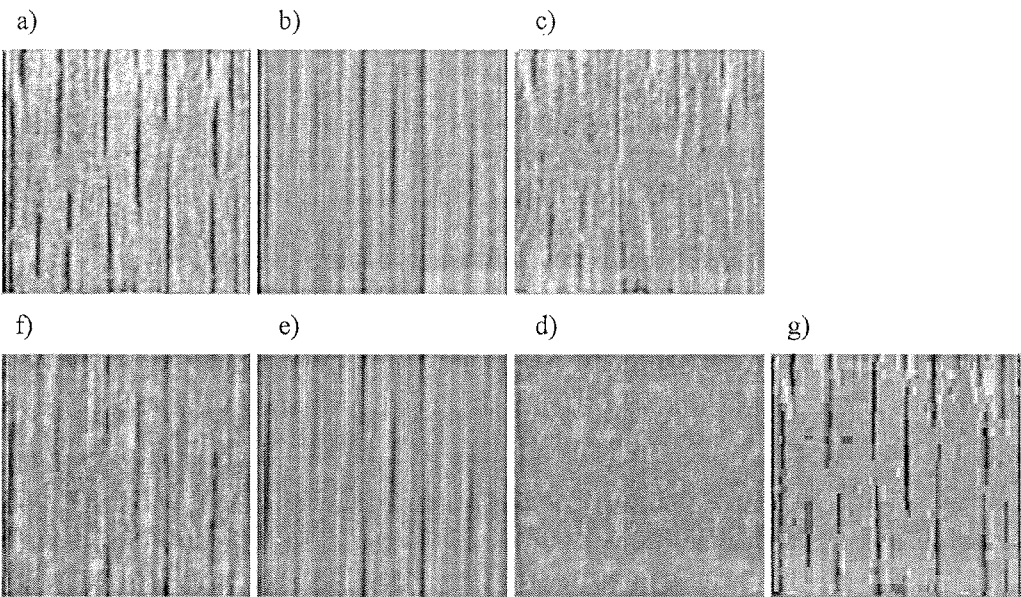


Tabela 2 — 7

t93_furc

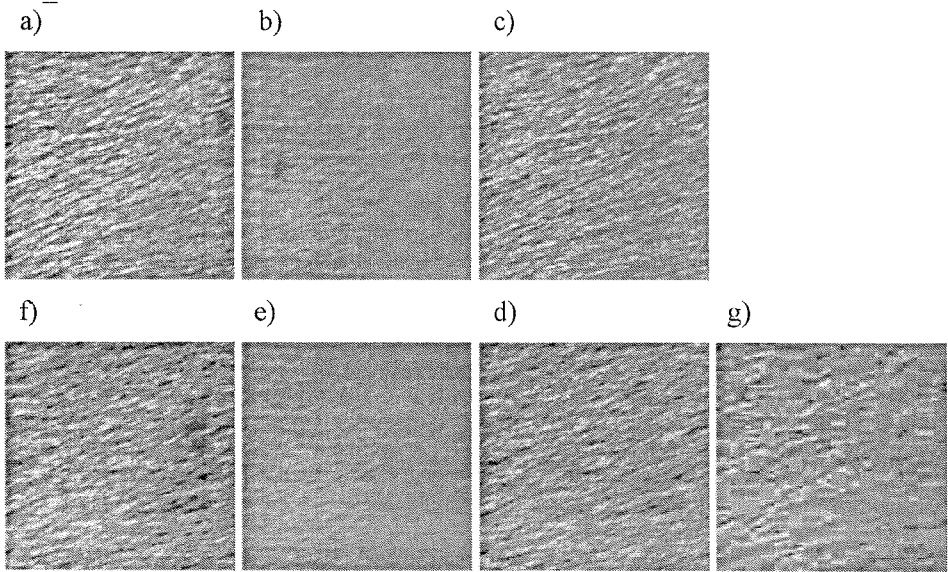
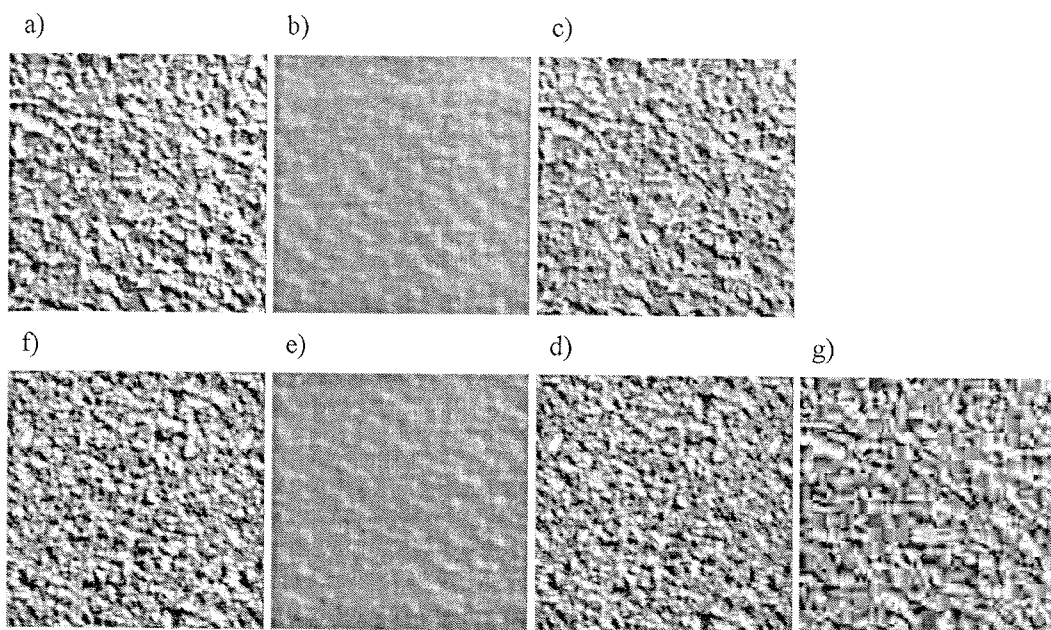


Tabela 2 — 8

d5_pressed_cork



Dla tekstur 5 i 6 uzyskano najwyższe stopnie kompresji, odpowiednio 0,011 bpp i 0,017 bpp zachowując dobrą jakość obrazów, w wielu przypadkach lepszą od jakości tekstur kodowanych z użyciem algorytmu JPEG. Podobnie jak w poprzednio opisanej grupie tekstur, w celu uzyskania jeszcze wyższych poziomów kompresji obrazów, najmniejszy uszczerbek w jakości rekonstrukcji uzyskamy pomijając w obrazie docelowym komponent kierunkowy.

Tabela 3

Przykładowe wyniki modelowania tekstur z tabeli 2

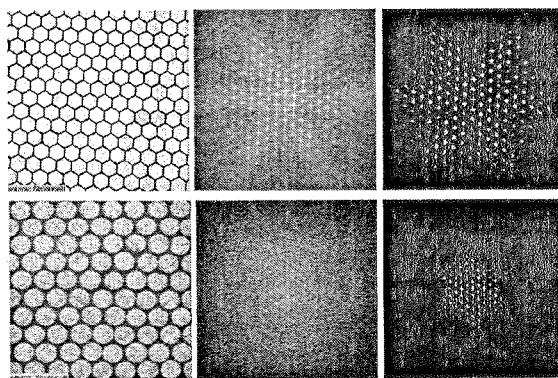
Evaluation of texture modeling and compression for images presented in table 2

Parametr	Liczba bitów użytych do kodowania
Rozmiary obrazu	16(2 × 8)
Składowa stała obrazu	8
Część harmoniczna	288 (12 parametrów)
Część kierunkowa	0
Część stochastyczna	344 (41 parametrów SNK + 2 parametry szumu gaussowskiego)
RAZEM:	656

W teksturach 7 i 8 udział części deterministycznej jest niewielki, więc modelowanie tych obrazów z użyciem dekompozycji Wolda dało podobne rezultaty jak przy wykorzystaniu wyłącznie metod statystycznych lub modelu SNK. W przypadku tekstury 18, usunięcie części deterministycznej wynikające z nierównomiernego oświetlenia obrazu, dawało poprawę jakości modelowania tekstury przy użyciu SNK. Uzyskany stopień kompresji tekstur grupy 3 był dużo lepszy niż dla algorytmu JPEG, choć jakość skompresowanych obrazów tylko w przypadku tekstury 7 była zdecydowanie lepsza. Obrazy stochastyczne syntezowane przy użyciu SNK cechuje mniejsza ziarnistość i większa losowość, choć ogólne wrażenie wizualne nie odbiega zasadniczo od oryginalnego. Z kolei w obrazach w standardzie JPEG pojawiają się artefakty na granicach kwadratowych obszarów (o rozmiarach 8×8 pikseli) będących wynikiem wstępnego podziału obrazu przeprowadzanego w tym algorytmie.

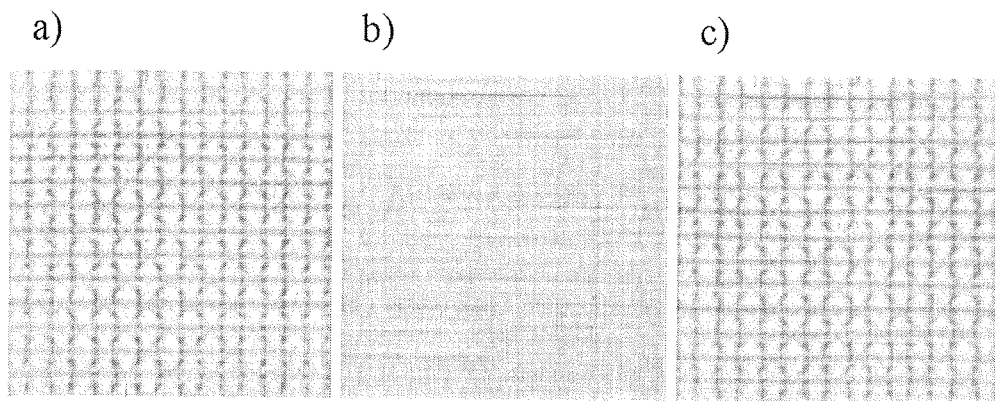
7. WNIOSKI I PODSUMOWANIE

Przedstawione w artykule przykładowe wyniki eksperymentów, przeprowadzonych dla szerokiej klasy tekstur jednorodnych, potwierdzają możliwość użycia sieci neuronowych komórkowych do modelowania części stochastycznej obrazu w rozkładzie Wolda. W procesie rekonstrukcji obrazu sieć jest pobudzana na wejściu szumem białym i emuluje liniowy, dwuwymiarowy filtr autoregresyjny (AR), podobnie jak w dotychczas stosowanych rozwiązaniach [4][5]. Warunki stabilności sieci ograniczają jednak klasę możliwych do zastosowania filtrów do tych, dla których widmo maski jest rzeczywiste i ujemne. Pomimo tych ograniczeń uzyskane wyniki są zbliżone do prezentowanych we wcześniejszych pracach [13], a w wielu przypadkach są lepsze od uzyskiwanych z uży-



Rys. 14. Tekstury deterministyczne i ich widma. Od lewej: obraz oryginalny, widmo amplitudowe, widmo wydzielonego komponentu deterministycznego; dla tekstur „tile_floor1” i „tile_floor2”

Fig. 14. Deterministic textures and their Fourier spectra. From left: original image, original amplitude and spectral amplitude of deterministic component (textures „tile_floor1” and „tile_floor2”)



Rys. 15. Komponenty deterministyczne wydzielone w teksturze „T52_cloth”: a) harmoniczny b) kierunkowy c) deterministyczny (suma komponentów: harmonicznego i kierunkowego)

Fig. 15. Deterministic components found in texture „T52_cloth”: a) harmonic b) evanescent c) deterministic (summed harmonic and evanescent components)

ciem algorytmu JPEG, (algorytm JPEG-2000 nie był rozważany, ale można założyć, że wydajność kodowania JPEG-2000 jest ok. 20% lepsza od wydajności kodowania JPEG przy tej samej jakości skompresowanych obrazów [14].)

Należy przy tym zaznaczyć, że badane obrazy posiadały duże rozmiary. W praktyce fragmenty jednorodnych tekstur mogą mieć niewielką powierzchnię. Poziom kompresji wyrażony w bitach/piksel ulegnie wtedy zmniejszeniu — wprawdzie liczba parametrów części deterministycznej ulegnie proporcjonalnemu zmniejszeniu, lecz liczba parametrów części stochastycznej nie ulegnie zmianie. Poza tym, prawidłowe modelowanie części stochastycznej tekstur o małych rozmiarach może być utrudnione. Na podstawie eksperymentów stwierdzono, że zalety prezentowanej dekompozycji Wolda zostają zachowane dla tekstur o rozmiarach nie mniejszych niż 32×32 . Dodatkowo należy pamiętać, że na stopień kompresji całości obrazu wpływają rezultaty obiektywnej segmentacji obrazu, kodowania położenia i kształtu wydzielonych obiektów czy kodowania kanałowego. Zagadnienia te stanowią odrębne wątki badań i w niniejszym artykule nie zostały uwzględnione.

Zwiększenie szybkości i wydajności kodowania bez istotnego pogorszenia jakości obrazów możliwe być osiągnięte poprzez zmniejszenie rozdzielczości transformacji Hougha (np. co 5 stopni zamiast co 1 stopień). Transformacja ta stanowi najbardziej kosztowną obliczeniowo procedurę algorytmu. Pomimo zastosowania w nim wielu uproszczeń, czas estymacji parametrów modelu jest nadal na tyle długi, że uniemożliwia pracę koderów w czasie rzeczywistym. Pomimo tego, proponowane rozwiązanie może znaleźć zastosowanie w technologii DVD, bibliotekach multimedialnych lub internetowej telewizji typu „Video on Demand”, gdzie czas przygotowania pliku wideo (kodowania) nie jest krytyczny. W tych zastosowaniach istotny jest wysoki stopień kompresji oraz bardzo krótki czas rekonstrukcji kolejnych kadrów filmu. Prezent-

wana idea zastosowania SNK (w postaci układu scalonego VLSI) jako szybkiego generatora części stochastycznej obrazu w dekompozycji Wolda może sprostać tym wymaganiom.

8. BIBLIOGRAFIA

1. P. Brodatz: *Textures — A Photographic Album for Artists and Designers*. New York, Dover Publications, 1966.
2. L. O. Chua, L. Yang: *Cellular Neural Networks: Theory and Applications*. IEEE Trans. On Circuits and Systems, vol. 32, 1988, pp. 1257-1290.
3. K. Crounse, L. O. Chua: *Methods for Image Processing and Pattern Formation in CNNs: A Tutorial*. IEEE on CaS, vol. 42, n. 10, 1995, pp. 583-601.
4. P. Dębiec, A. Materka, K. Ślot: *Wykorzystanie sieci neuronowych komórkowych do rekonstrukcji naturalnych tekstur wizualnych*. Systemy i Technologie Telekomunikacji Multimedialnej STM2000, Łódź 2000, Materiały konferencyjne, ss. 99-104.
5. P. Dębiec, K. Ślot: *Stochastic Texture Generation in Cellular Neural Networks using AR and ARMA Models*. Proceedings of the European Conference on Circuit Theory & Design ECCTD'99, Stresa — Włochy, 1999, vol. II, pp. 1179-1182.
6. P. Dębiec, M. Strzelecki, A. Materka: *Evaluation of Texture Generation Methods Based on CNN and GMRF Image Texture Models*. Proceedings of the International Conference on Signals and Electronic Systems ICSES'2000, Ustroń, 17-20 października, 2000, pp. 187-192.
7. J. M. Francos, A. Z. Meiri, B. Porat: *A Unified Texture Model Based on a 2-D Wold-Like Decomposition*. IEEE Trans. on Signal Processing, 1993, vol. 41, n. 8, pp. 2665-2677.
8. A. K. Jain: *Fundamentals of Digital Image Processing*. Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1989.
9. T. Kacprzak, K. Ślot: *Sieci neuronowe komórkowe*. Wydawnictwo Naukowe PWN, 1995.
10. A. Oppenheim, J. Lim: *The importance of phase in signals*. Proceedings of the IEEE, 1981, vol. 69, pp. 529-541.
11. L. Ravezzi, G. F. DallaBetta, G. Setti: *A New Current Mode Programmable Cellular Neural Network*. Proceedings of the Fifth IEEE International Workshop on Cellular Neural Networks and Their Applications, CNNA'98, London, 1998.
12. T. Roska, L. O. Chua: *The CNN Universal Machine: An analogic array computer*. IEEE Transaction On Circuits and Systems, 1993, vol. 40, pp. 163-173.
13. R. Sriram, J. M. Francos, W. A. Pearlman: *Texture Coding Using a Wold Decomposition Based Model*. IEEE Transaction On Image Processing, 1996, vol. 5, pp. 1382-1386.
14. D. Santa Cruz, T. Ebrahimi: *A study of JPEG2000 still image coding versus other standards*. Proceedings of the Xth European Signal Processing Conference (EUSIPCO-2000), Tampere, Finland, 2000.
15. K. Ślot, J. Kowalski, J. Pacholik, P. Dębiec: *CNN Based VLSI Architecture for Image Processing*. Fourth IEEE International Workshop on CNN and their Applications, CNNA-96, Seville 1996, p. 249- 255.
16. J. W. Woods: *Two-Dimensional Discrete Markovian Fields*. IEEE Trans. on Information Theory, 1972, vol. 18, No. 2, pp. 232-240.
17. <http://www.am.hhi.de/mpeg-video/standards/mpeg-4.htm>

P. DĘBIEC, L. KORNATOWSKI, K. ŚLOT

TEXTURE CODING AND SYNTHESIS IN CELLULAR NEURAL NETWORKS USING
A WOLD-LIKE DECOMPOSITION

Summary

A method for texture coding using cellular neural networks (CNNs) has been proposed in the paper. The main idea of the method is to decompose homogenous texture image into three components: harmonic, evanescent and stochastic, based on the well-known Wold's theorem. The former two components are then coded in DFT domain, while the last one is modeled using appropriately derived CNN.

Texture decomposition is carried out in DFT domain. The first part of the algorithm is extraction of harmonic component, which is represented by dominant magnitude spectrum fringes (either isolated or grouped in clusters). Next, the evanescent component, which is represented by continuous ridges of fringes, is extracted from the result of the first step of the algorithm, using the Hough transform. The residual DFT fringes are considered to constitute stochastic component of texture spectrum. In order to obtain high compression rates, each of the three components is being modeled separately. Coding of extracted harmonic and evanescent components is performed in DFT domain.

The stochastic component of a texture is being coded through CNN parameters. The proposed idea of stochastic part coding is to derive appropriate CNN template that transforms 2-D white noise signal into desired stochastic component. This operation is being done in spatial domain. Cloning template elements for several textures have been determined. For the purpose of modeling of CNN physical implementation inaccuracies, all template elements are quantized using 256 levels.

In order to evaluate the proposed texture coding idea, several computer simulations have been performed using a representative set of natural textures. It has been found that for images of size exceeding 32 by 32 pixels, the quality of resulting images was better than the quality of images encoded with JPEG algorithm for the comparable compression ratios (JPEG-2000 algorithm has not been considered). The potential application of the presented idea is perceived in computer graphics applications for high-speed generation of stochastic component of the image, in such fields as multimedia libraries, DVD or Video on Demand technologies.

Keywords: texture compression, Wold's theorem, Cellular Neural Networks

I

ga
tra
ba
Fo
[5
ha
G
—
ap

Distortion Analysis of G_m -C Filters – Numerical Approach

SŁAWOMIR KOZIEL

*Faculty of Electronics, Telecommunications and Informatics,
Gdańsk University of Technology, 80-952 Gdańsk, Poland
e-mail: koziel@ue.eti.pg.gda.pl*

*Otrzymano 2003.06.30
Autoryzowano 2004.02.03*

In the paper, an efficient procedure for numerical simulation of nonlinear distortion of G_m -C filters is introduced. A general model of G_m -C filters containing nonlinear transconductors is presented. The analysis of the model in the time domain is performed which results in formulation of a nonlinear differential system for the considered filter structure. This allows us to carry out an effective and fast transient analysis of any G_m -C filter using standard numerical methods. The presented approach is applied to determine the Total Harmonic Distortion (THD) of filters and to compare canonical all-pole low-pass G_m -C filter structures with respect to THD. Moreover, we consider interdependence between the transconductor nonlinearities and THD of a filter. Other nonlinear effects such as nonlinearity induced distortion of the transfer function shape are also dealt with. Finally, applications to filter design and optimization are discussed.

Keywords: G_m -C filters, transient analysis, THD optimization, nonlinear effects

1. INTRODUCTION

Continuous-time filters based on the transconductance-capacitor (G_m -C) technique gain an increasing interest which follows from their numerous advantages [1]-[3]. The transconductors and operational transconductance amplifiers (OTAs) offer a higher bandwidth than their voltage-mode counterparts, i.e. voltage operational amplifiers. For that reason, high frequency integrated filters are mostly realized as the G_m -C ones [5]. Moreover, transconductance elements can be easily tuned electronically [4], and have a better suitability for operating in reduced supply environment. Systems such as G_m -C filters are designed to exhibit linear characteristics. However, their components — especially transconductors — are intrinsically nonlinear. Although there exist many approaches (e.g. [6], [7], [18]-[26]) that aim at reducing nonlinear effects while dealing

with practical design problems, nonlinear distortion cannot be canceled out completely. Thus, it is important to estimate a degradation of filter performance caused by nonlinearities. In this paper we propose a simple and general method to perform a transient analysis of any G_m -C filter based on a matrix description and macromodeling of filter transconductors. This is a very fast and efficient method. Unlike the approaches based on Volterra series representation (e.g. [14]-[16]) or harmonic injection method [17], it is not restricted to handle weak nonlinearities only.

The paper is organized as follows. In Section 2 a general structure of G_m -C filter with nonlinear transconductors is introduced. A nonlinear ordinary differential system that describes the time evolution of the voltage signals at the intrinsic nodes of the filter as well as the output signal of the filter, is derived. This system can be integrated numerically provided that the macromodel of transconductor in the form of analytical description of its transfer function is given. In Section 3 applications of the proposed formalism are discussed. In particular, the Total Harmonic Distortion of chosen G_m -C filter structure (i.e. 4-th order 1-dB Chebyshev filter in leap-frog (LF) structure) is determined for different values of input signal frequency and amplitude. The method is also applied to carry out the comparison of THD performance of canonical low-pass structures implementing 5-th order Butterworth transfer function. Moreover, we address the problem of determining a maximum nonlinearity of transconductors for which THD of the filter does not exceed the *a priori* assumed level. As an example, we solve this task for 8-th order low-pass Butterworth filter in LF structure. Finally, we consider some other nonlinear effects in G_m -C filters such as filter gain compression/expansion and desensitization. Section 4 concludes the paper.

2. ANALYSIS OF GENERAL STRUCTURE OF G_m -C FILTER IN TIME DOMAIN

Consider a general structure of a voltage-mode G_m -C filter shown in Fig. 1. The current-mode counterpart can be obtained by inverting all transconductors and interchanging input and output of the filter [8]-[10]. The structure in Fig. 1 contains n internal nodes denoted as x_i , $i = 1, \dots, n$, n input transconductors G_{bi} , an output summer consisting of transconductors G_{ci} , G_o and a feedforward transconductor G_d , as well as a set of feedback and feedforward transconductors G_{ij} . We assume that in general transconductors are not linear. All transconductors form *active network*, while input capacitors C_{bi} , $i = 1, \dots, n$ and capacitors C_{ij} , $1 \leq i < j \leq n$ form *passive network*. We assume capacitors to be linear, since in most practical filters inherent nonlinearities of capacitors can be neglected in comparison to those of active elements. It is easily seen that any G_m -C filter is a particular case of the general structure in Fig. 1. Note also that n is not necessarily equal to the order of the filter transfer function. The connection between the number n of internal nodes, the order of the filter and its particular structure was investigated in detail in [9], [10].

Now we would like to derive an analytical description of the considered structure in the time domain. In the following considerations we will denote the voltage at the

i-th
inp
in I

ety.
onli-
sient
filter
ased
7], it

filter
stem
f the
rated
tical
osed
m-C
e) is
thod
pass
ress
THD
this
sider
sion

AIN

The
inter-
ns n
um-
well
eral
input
We
ities
asily
Note
The
l its

ture
the

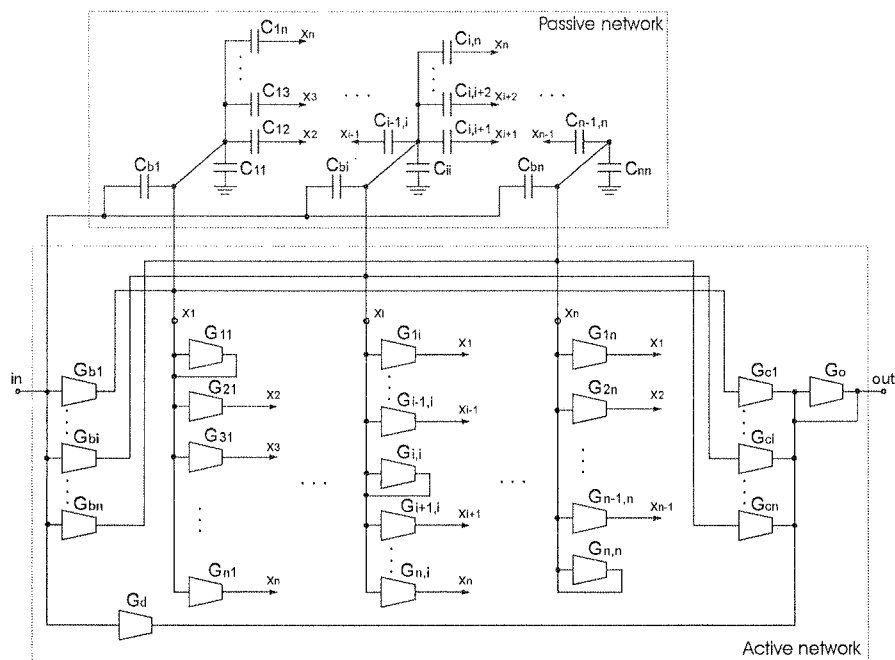


Fig. 1. General structure of voltage-mode G_m -C filter with nonlinear transconductors

Rys. 1. Ogólna struktura napięciowego filtra G_m -C z nieliniowymi transkonduktorami

i -th node x_i also by x_i , which will not lead to confusion. Symbols u_i , u_o will denote the input and output voltages, respectively. The rest of the necessary notation is introduced in Fig. 2.

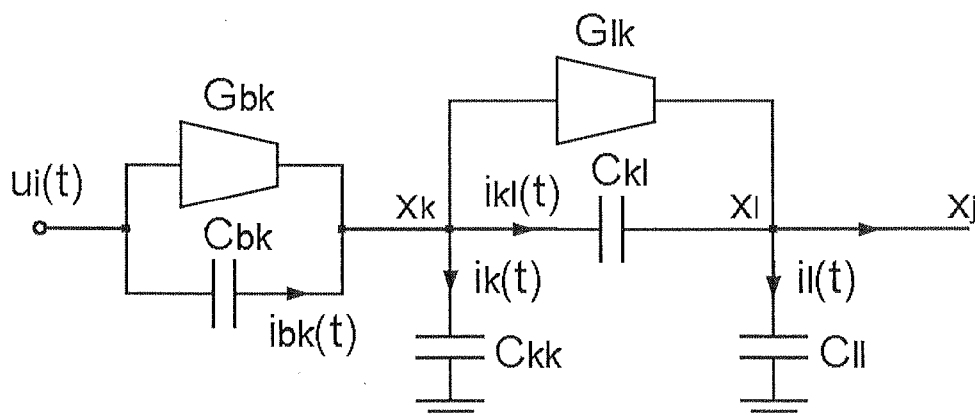


Fig. 2. Part of the circuit in Fig.1 with the notation used to its analytical description

Rys. 2. Część układu z Rys.1. wraz z oznaczeniami używanymi w opisie analitycznym modelu

According to the notation introduced in Fig. 2, the general structure of G_m -C filter in Fig. 1 can be described by the following system of integral equations:

$$x_k(t) = \frac{1}{C_{kk}} \int_0^t i_k(\tau) d\tau + x_k(0), \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (1)$$

$$x_k(t) - x_l(t) = \frac{1}{C_{kl}} \int_0^t i_{kl}(\tau) d\tau + x_k(0) - x_l(0), \quad k, l = 1, 2, \dots, n, k < l, \quad (2)$$

$$u_i(t) - x_k(t) = \frac{1}{C_{bk}} \int_0^t i_{bk}(\tau) d\tau + u_i(0) - x_k(0), \quad k, l = 1, 2, \dots, n, k < l, \quad (3)$$

$$- \sum_{l=1, l \neq k}^n i_{lk}(t) + i_k(t) - i_{bk}(t) = \sum_{l=1}^n G_{kl}(x_l(t)) + G_{bk}(u_i(t)), \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (4)$$

$$u_o(t) = -G_o^{-1} \left(\sum_{l=1}^n G_{cl}(x_l(t)) + G_d(u_i(t)) \right), \quad (5)$$

We assume the following initial conditions:

$$x_k(0) = x_{0k}, \quad k = 1, 2, \dots, n \quad u_i(0) = u_{i0} \quad (6)$$

Note that G_{kl} , G_{bk} , G_{cl} , G_d and G_o , $k, l = 1, 2, \dots, n$ are in general nonlinear functions of their input variables. System (1)-(3), (6) is equivalent to the following system of differential equations

$$i_k(t) = C_{kk} \frac{dx_k(t)}{dt}, \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (7)$$

$$i_{kl}(t) = C_{kl} \left(\frac{dx_k(t)}{dt} - \frac{dx_l(t)}{dt} \right), \quad k, l = 1, 2, \dots, n, k < l, \quad (8)$$

$$i_{bk}(t) = C_{bk} \left(\frac{du_i(t)}{dt} - \frac{dx_k(t)}{dt} \right), \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

with initial condition (6). Inserting (7), (8) and (9) into (4) and denoting $dx_k(t)/dt$ by $x'_k(t)$ we obtain

$$\begin{aligned} - \sum_{l=1, l \neq k}^n C_{lk} (x'_l(t) - x'_k(t)) + C_{kk} x'_k(t) - C_{bk} (u'_i(t) - x'_k(t)) = \\ = \sum_{l=1}^n G_{kl}(x_l(t)) + G_{bk}(u_i(t)) \end{aligned} \quad (10)$$

filter

for $k = 1, 2, \dots, n$, which can be rewritten as

$$\left(C_{bk} + \sum_{l=1}^n C_{lk} \right) x'_k(t) - \sum_{l=1, l \neq k}^n C_{lk} x'_l(t) = \sum_{l=1}^n G_{kl}(x_l(t)) + G_{bk}(u_i(t)) + C_{bk} u'_i(t), \quad (11)$$

for $k = 1, 2, \dots, n$. To simplify the notation, in (11) we used symbols $C_{kl}(k > l)$ that denote the same elements as C_{lk} . Define vectors $\mathbf{x}(t)$ and $\mathbf{x}'(t)$ as

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}'(t) = \begin{bmatrix} x'_1(t) \\ x'_2(t) \\ \vdots \\ x'_n(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x}_0 = \begin{bmatrix} x_{01} \\ x_{02} \\ \vdots \\ x_{0n} \end{bmatrix} \quad (12)$$

and matrix $\mathbf{T}_C$ as

$$\mathbf{T}_C = \begin{bmatrix} C_{b1} + \sum_{j=1}^n C_{1j} & -C_{12} & \cdots & -C_{1n} \\ -C_{12} & C_{b2} + \sum_{j=1}^n C_{2j} & \cdots & -C_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{1n} & -C_{2n} & \cdots & C_{bn} + \sum_{j=1}^n C_{nj} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Then, system (11), (5), (6) can be written as below:

$$\mathbf{T}_C \mathbf{x}'(t) = \mathbf{T}_C \begin{bmatrix} x'_1(t) \\ x'_2(t) \\ \vdots \\ x'_n(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{l=1}^n G_{1l}(x_l(t)) \\ \sum_{l=1}^n G_{2l}(x_l(t)) \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^n G_{nl}(x_l(t)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{b1}(u_i(t)) + C_{b1}u'_i(t) \\ G_{b2}(u_i(t)) + C_{b2}u'_i(t) \\ \vdots \\ G_{bn}(u_i(t)) + C_{bn}u'_i(t) \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$u_o(t) = -G_o^{-1} \left(\sum_{l=1}^n G_{cl}(x_l(t)) + G_d(u_i(t)) \right), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad u_i(0) = u_{i0} \quad (15)$$

Let us now consider a special case, where all transconductors are linear, i.e. we have $G_{kl}(y) = g_{kl}y$, $G_{bk}(y) = g_{bk}y$, $G_{cl}(y) = g_{cl}y$, $G_d(y) = g_dy$ and $G_o(y) = g_oy$, $k, l = 1, 2, \dots, n$. Define the following matrices:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} & \cdots & g_{1n} \\ g_{21} & g_{22} & \cdots & g_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{n1} & g_{n2} & \cdots & g_{nn} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{C}}_v = [c_1 \quad \cdots \quad c_n] \quad (16)$$

$$\tilde{C}_c = \begin{bmatrix} g_{b1} + C_{b1} \frac{d}{dt} & \cdots & g_{bn} + C_{bn} \frac{d}{dt} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D} = \mathbf{d}, \quad (17)$$

with $c_i = -g_{ci}/g_0$, $i = 1, 2, \dots, n$ and $d = -g_d/g_0$. Using this notation we can rewrite (14), (15) in the following manner,

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_C \mathbf{x}'(t) &= \mathbf{G} \mathbf{x}(t) + \mathbf{C}_c^T u_i(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad u_i(0) = u_{i0} \\ u_o(t) &= \mathbf{C}_v \mathbf{x}(t) + \mathbf{D} u_i(t) \end{aligned} \quad (18)$$

or, in the domain of Laplace transform (with zero initial conditions):

$$\begin{aligned} s \mathbf{T}_C \mathbf{X} &= \mathbf{G} \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{C}}_c^T u_i \\ u_o &= \tilde{\mathbf{C}}_v \mathbf{X} + \mathbf{D} u_i, \end{aligned} \quad (19)$$

in which $\mathbf{X}$ is the Laplace transform of the vector $\mathbf{x}$. System (19) is nothing else but the matrix description of the general structure of a voltage-mode G_m -C filter introduced in [9] (see also [10]). Thus, system (19) is a particular (linear) case of the general (nonlinear) system describing a filter circuit in Fig. 1.

Turning back to the general case note that under assumption of invertibility of the matrix $\mathbf{T}_c$, equation (14) can be reformulated as

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ \vdots \\ x_n(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T}_C^{-1} \left(\begin{bmatrix} \sum_{l=1}^n G_{1l}(x_l(t)) \\ \sum_{l=1}^n G_{2l}(x_l(t)) \\ \vdots \\ \sum_{l=1}^n G_{nl}(x_l(t)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{b1}(u_i(t)) + C_{b1}u_i(t) \\ G_{b2}(u_i(t)) + C_{b2}u_i(t) \\ \vdots \\ G_{bn}(u_i(t)) + C_{bn}u_i(t) \end{bmatrix} \right) \quad (20)$$

The above assumption is very natural. In particular, it is satisfied if every internal node of the filter has a grounded capacitor (this is the case for any canonical G_m -C structure). The problem of invertibility of matrix $\mathbf{T}_c$ was thoroughly addressed in [10], where the necessary and sufficient conditions for $\mathbf{T}_c$ to be invertible were given. Denote the vector on the right-hand side of (20) by $f(i(t), \mathbf{x}(t))$. Then, the differential system in question can be rewritten as

$$\mathbf{x}'(t) = f(u_i(t), \mathbf{x}(t)), \quad (21)$$

which, together with initial condition

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0, \quad u_i(0) = u_{i0} \quad (22)$$

is a classical Cauchy problem which can be easily solved numerically.

The above model can be applied to calculate THD of any G_m -C filter for given input voltage frequency and amplitude. It is enough to integrate system (21), (22) with natural initial conditions $x_k(0) = 0$ for $k = 1, 2, \dots, n$ and calculate THD by definition, i.e.

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} C_n^2}{\sum_{n=1}^{\infty} C_n^2}} \approx \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^N C_n^2}{\sum_{n=1}^N C_n^2}}, \quad (23)$$

where

$$C_n = \frac{2}{T} \left| \int_{-T/2}^{T/2} u_0(t) e^{-j \frac{2n\pi}{T} t} dt \right|, \quad n = 1, 2, \dots \quad (24)$$

and N is integer chosen so as to make the approximation in (23) good enough (here $|z|$ denotes modulus of the complex number z). Obviously, coefficients C_n can be determined numerically using $u_o(t)$ obtained from (15).

In order to handle system (21), (22) one needs to know transfer characteristics of all filter transconductors, i.e. G_{kl} , G_{bk} , G_{cl} , G_d and G_o , $k, l = 1, 2, \dots, n$. Transfer characteristic of a nonlinear transconductor can be modeled using a power series expansion. For the purpose of illustration and examples considered in the next section we shall utilize the following simple model, which is given by the formula:

$$G(x, g) = \begin{cases} -y_0 & x < -x_0 \\ ax + bx^3 + cx^5 & -x_0 \leq x \leq x_0 \\ y_0 & x > x_0 \end{cases}, \quad (25)$$

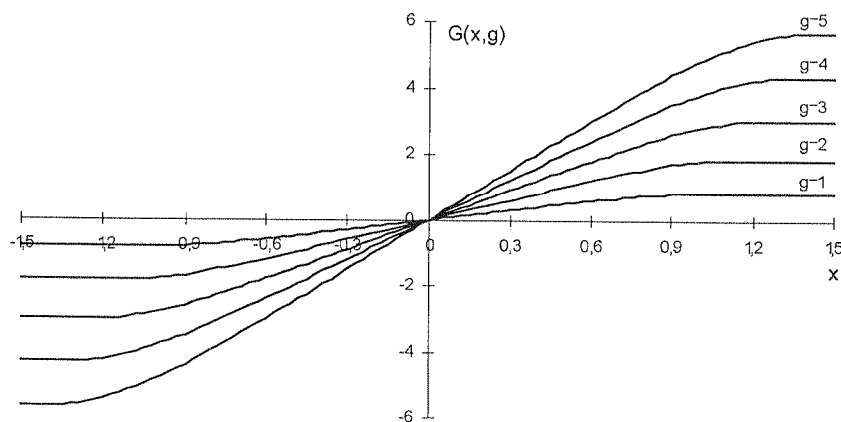


Fig. 3. Model of nonlinear transconductor transfer characteristic (eqn. (25)) for $a = g$, $b = 0.1$, $c = -0.3$

Rys. 3. Model charakterystyki przejściowej transkonduktora (r-nie (25)) dla $a = g$, $b = 0.1$, $c = -0.3$

where $x_0 = \sqrt{-3b - \sqrt{9b^3 - 20ac}/10c}$ and $y_0 = ax_0 + bx_0^3 + cx_0^5$, while $a = a(g) > 0$, $b = b(g)$, $c = c(g) < 0$ and g are parameters of the model (g is transconductance for $x = 0$). Fig.3 shows function $G(x, g)$ for $a = g, b = 0.1, c = -0.3$ and normalized transconductance values $g = 1, 2, 3, 4, 5$. This model assumes that $G(x, g)$ is perfectly odd in x , which is usually justified in practice as far as the voltage offset is negligible. The model also takes into consideration the saturation of the transfer characteristic.

3. DISTORTION ANALYSIS EXAMPLES

In this section we show several examples of application of the proposed method. All numerical results have been obtained using the fourth order Adams-Bashforth's [12] method to integrate differential system (21), (22) and three-point composite Newton-Cotes quadrature [12] to calculate coefficients C_n in (23).

We begin with the following example. Consider an all-pole low-pass LF filter that realizes 4th order Chebyshev transfer function with 1dB inband ripple. A diagram of the general structure of all-pole low-pass LF filter is shown in Fig.4.

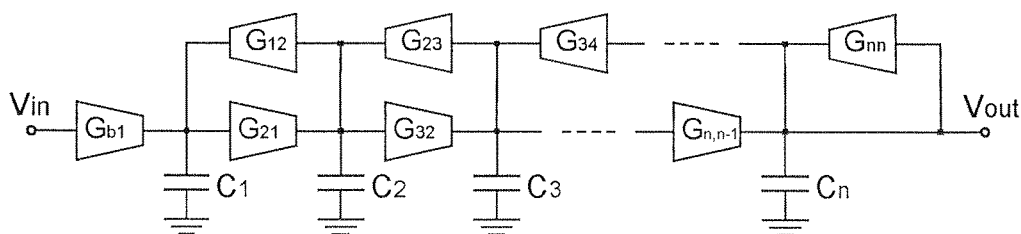


Fig. 4. Diagram of an n -th order all-pole low-pass LF filter structure

Rys. 4. Schemat dolnoprzepustowego filtra LF n -tego rzędu bez zer transmisyjnych

We shall use normalized values of elements and normalized frequency. We assume that $G_{b1}(\cdot) = G_{21}(\cdot) = G_{32}(\cdot) = G_{43}(\cdot) = -G_{12}(\cdot) = -G_{23}(\cdot) = -G_{34}(\cdot) = -G_{44}(\cdot) = G(\cdot)$, i.e. all transconductors are the same (up to the sign). We will model transconductor using equation (25) with $a = 1, b = 0.1$ and $c = -0.3$. Normalized values of capacitances are: $C_1 = 1.279, C_2 = 1.911, C_3 = 1.413, C_4 = 1.049$. Normalized value of corner frequency is equal to 1. Figs. 5-7 show the time response of the filter for harmonic excitation with normalized frequency equal to 0.5 and three different values of input amplitude (0.4, 0.8 and 1.2, respectively). Figs. 8 and 9 show THD landscape (i.e. THD versus input signal amplitude and input signal frequency) for two different input voltage ranges. It follows that THD of the filter depends essentially on the input signal frequency.

Since the proposed method is very fast, it can be used to make a comparison of different filter structures with respect to THD. As an example we shall compare different structures of all-pole canonical low-pass G_m -C filters that realize the same

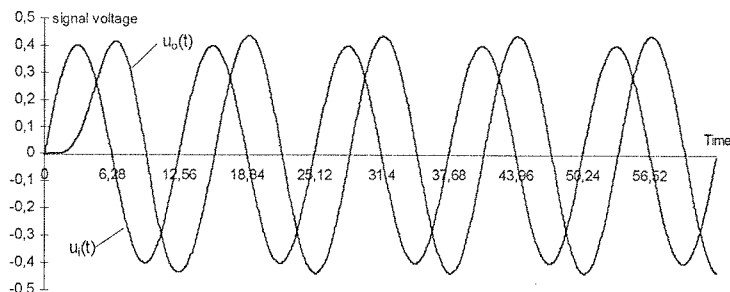


Fig. 5. Time response of 4th order 1-dB Chebyshev filter for normalized input amplitude 0.4 and normalized input frequency 0.5 (THD=0.2%)

Rys. 5. Odpowiedź czasowa 1-dB filtru Czebyszewa 4-go rzędu dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 0.5 oraz znormalizowanej częstotliwości wejściowej 0.5 (THD=0.2%)

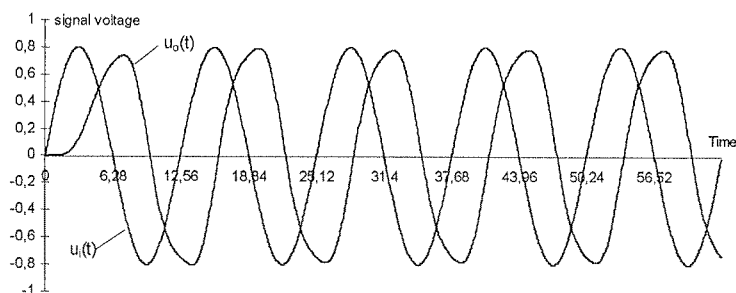


Fig. 6. Time response of 4th order 1-dB Chebyshev filter for normalized input amplitude 0.8 and normalized input frequency 0.5 (THD=7.4%)

Rys. 6. Odpowiedź czasowa 1-dB filtru Czebyszewa 4-go rzędu dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 0.8 oraz znormalizowanej częstotliwości wejściowej 0.5 (THD=7.4%)

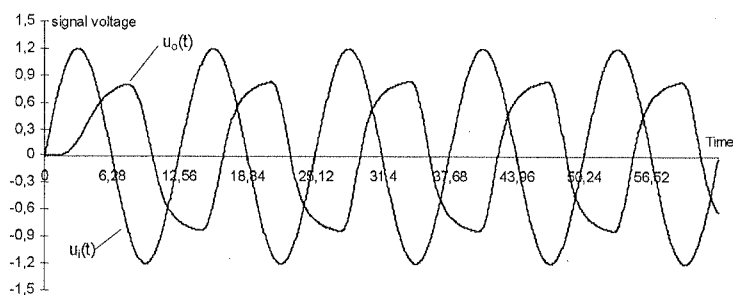


Fig. 7. Time response of 4th order 1-dB Chebyshev filter for normalized input amplitude 1.2 and normalized input frequency 0.5 (THD=15.2%)

Rys. 7. Odpowiedź czasowa 1-dB filtru Czebyszewa 4-go rzędu dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 1.2 oraz znormalizowanej częstotliwości wejściowej 0.5 (THD=15.2%)

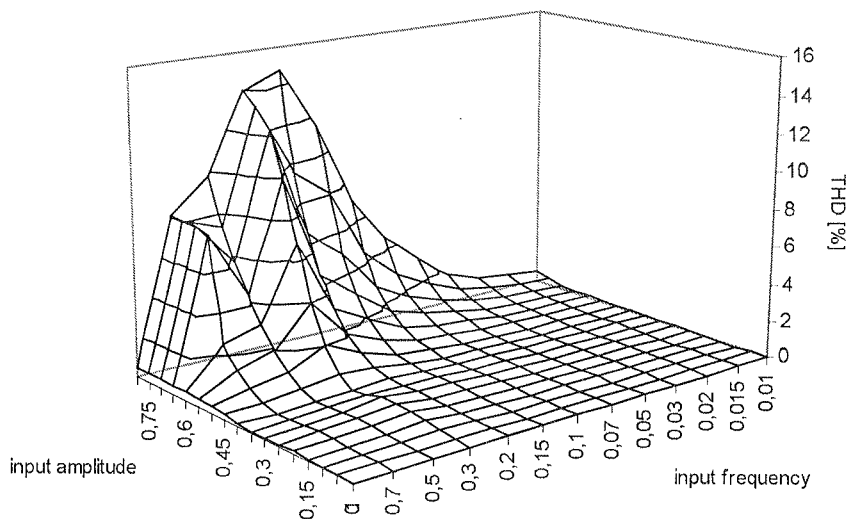


Fig. 8. THD landscape for 4th order 1-dB Chebyshev filter (input signal range 0.0-0.8)

Rys. 8. THD w funkcji częstotliwości znormalizowanej i amplitudy sygnału wejściowego dla 1-dB filtru Czebyszewa 4-go rzędu (zakres amplitudy sygnału wejściowego 0.0-0.8)

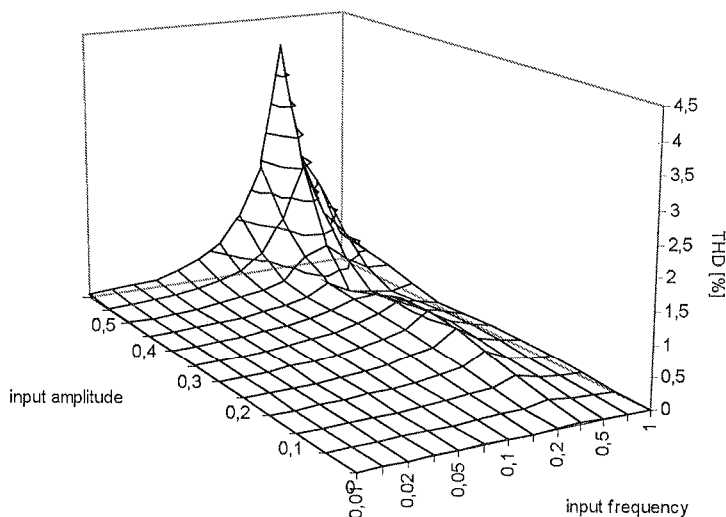


Fig. 9. THD landscape for 4th order 1-dB Chebyshev filter (input signal range 0.0-0.6)

Rys. 9. THD w funkcji częstotliwości znormalizowanej i amplitudy sygnału wejściowego dla 1-dB filtru Czebyszewa 4-go rzędu (zakres amplitudy sygnału wejściowego 0.0-0.6)

transfer function. Fig. 10 shows a general structure of n -th order all-pole canonical low-pass G_m -C filter.

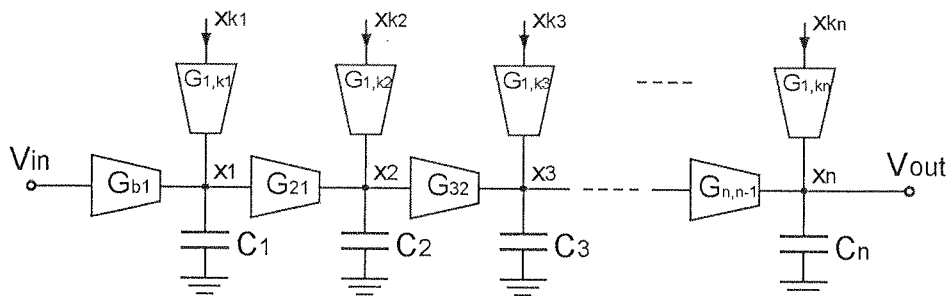


Fig. 10. A general structure of an n -th order all-pole canonical low-pass G_m -C filter

Rys. 10. Ogólna struktura kanonicznego filtru dolnoprzepustowego G_m -C n -tego rzędu bez zer transmisyjnych

filtru

It is well known that LF and IFLF filters can be considered as two 'extreme' canonical structures of all-pole filters [11]. In particular, for LF structure the feedback signal at intrinsic node x_i is taken from the node x_{i+1} , $i = 1, 2, \dots, n-1$ and the node x_n has the inner feedback loop. In IFLF structure all feedback signals at nodes x_i , $i = 1, 2, \dots, n$ are taken from the node x_n . In general, the feedback signal emerging at node x_i can be taken from node x_j , where $j = i+1, \dots, n$. Thus, we have in total $(n-1)!$ canonical multiple-loop integrator structures of order n . To simplify further description, we introduce the following notation: let $F_{j_1, j_2, \dots, j_n}^n$ denote the canonical all-pole low-pass structure of n -th order, for which the feedback signal emerging at node x_i is taken from node x_{j_i} . For example, n -th order LF structure will be denoted as $F_{2,3,4,\dots,n,n}^n$, while n -th order IFLF structure as $F_{n,n,\dots,n}^n$. We will also write just $j_1, j_2, \dots, j_n$ instead of $F_{j_1, j_2, \dots, j_n}^n$.

Here, we will consider 5-th order Butterworth filters. According to the discussion above, there are 24 different canonical structures that realize this transfer function. They can be implemented with the same value of transconductances for all filter transconductors (see [11] for more details). Table 1 shows THD of the considered filters averaged over the pass-band (in each case THD was determined for 50 values of normalized frequency: 0.02, 0.04, ..., 0.98, 1.00), calculated for different values of input signal amplitude. We have modeled filter transconductors using equation (25) with $a = 1$, $b = 0.1$ and $c = -0.3$. Figs. 11-13 show THD characteristics (i.e. THD versus normalized frequency) for structures $F_{2,3,4,5,5}^5$, $F_{3,5,5,5,5}^5$, $F_{5,3,4,5,5}^5$ and $F_{5,5,5,5,5}^5$ for three values of input signal amplitude: 0.4, 0.6 and 0.7.

filtru

It follows from the above results that THD for different filter structures are slight and the shape of THD characteristics is similar. This is not the case for sensitivity, since it can be shown (see e.g. [11]) that the total sensitivity of different structures differ significantly (in particular, LF structure is much better than IFLF one and there

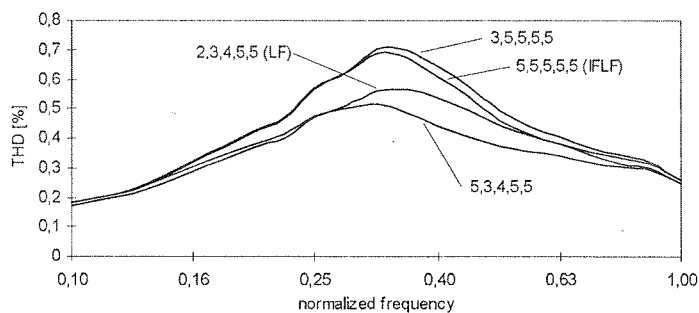


Fig. 11. THD versus normalized frequency for normalized input signal amplitude equal to 0.4

Rys. 11. THD w funkcji znormalizowanej częstotliwości dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 0.4

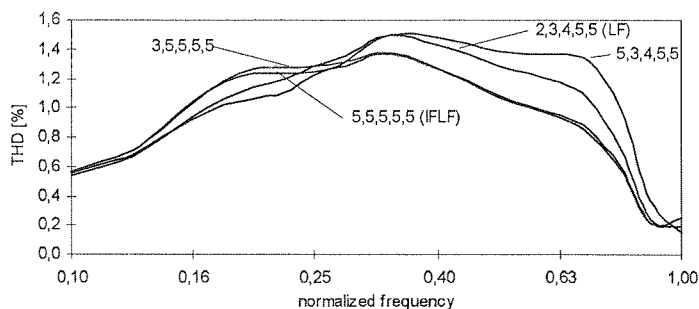


Fig. 12. THD versus normalized frequency for normalized input signal amplitude equal to 0.6

Rys. 12. THD w funkcji znormalizowanej częstotliwości dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 0.6

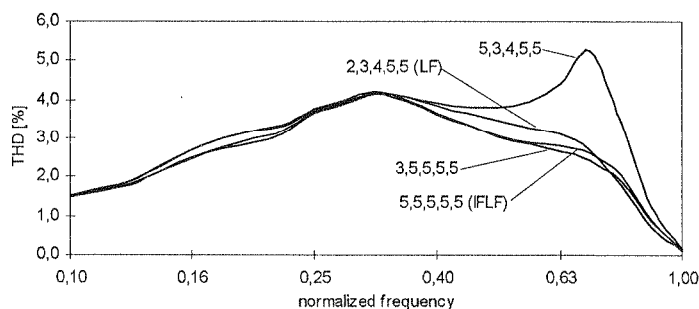


Fig. 13. THD versus normalized frequency for normalized input signal amplitude equal to 0.7

Rys. 13. THD w funkcji znormalizowanej częstotliwości dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 0.7

is almost monotonous increase of sensitivity while passing from LF to IFLF structure as they are listed in Table 1). Note also that THD decreases with the decrease of input signal frequency. This effect is well known in the literature (e.g. [13]). Obviously, THD decreases also as frequency approaches 1 (i.e. corner frequency of the filter).

Tabela 1

Average THD value for 5th order all-pole low-pass Butterworth filters

Średnia wartość THD dla filtrów dolnoprzepustowych Butterworth'a 5-go rzędu

Filter structure	THD [%]			Filter structure	THD [%]		
	$v_i = 0.4$	$v_i = 0.6$	$v_i = 0.7$		$v_i = 0.4$	$v_i = 0.6$	$v_i = 0.7$
2 3 4 5 5	0.36	0.92	2.44	4 3 4 5 5	0.35	0.94	2.71
2 3 5 5 5	0.38	0.85	2.34	4 3 5 5 5	0.38	0.85	2.43
2 4 4 5 5	0.38	0.87	2.41	4 4 4 5 5	0.38	0.88	2.53
2 4 5 5 5	0.40	0.84	2.34	4 4 5 5 5	0.40	0.84	2.43
2 5 4 5 5	0.38	0.85	2.43	4 5 4 5 5	0.37	0.88	2.58
2 5 5 5 5	0.40	0.81	2.31	4 5 5 5 5	0.40	0.83	2.40
3 3 4 5 5	0.37	0.92	2.56	5 3 4 5 5	0.33	1.00	3.05
3 3 5 5 5	0.39	0.85	2.40	5 3 5 5 5	0.37	0.86	2.49
3 4 4 5 5	0.39	0.88	2.48	5 4 4 5 5	0.37	0.88	2.56
3 4 5 5 5	0.40	0.84	2.41	5 4 5 5 5	0.39	0.85	2.45
3 5 4 5 5	0.38	0.88	2.48	5 5 4 5 5	0.36	0.88	2.61
3 5 5 5 5	0.40	0.83	2.37	5 5 5 5 5	0.39	0.83	2.41

The proposed method can be also used to solve many other design tasks. For example, one may want to answer the following question: How linear the filter transconductors should be in order to ensure that THD of the filter does not exceed the assumed level? As an example let us consider 8-th order LF filter that implements Butterworth low-pass transfer function (circuit diagram of n -th order LF filter is shown in Fig.4). Assume that all filter transconductors are the same and they are modeled by equation (25) with $a = 1$. Capacitance values for this circuit can be determined numerically (see [11]); they are: $C_1 = 1.560$, $C_2 = 1.827$, $C_3 = 1.729$, $C_4 = 1.526$, $C_5 = 1.259$, $C_6 = 0.937$, $C_7 = 0.578$, $C_8 = 0.195$. Fig.14 shows the interdependence between coefficients b and c of the transconductor model (25) and THD of the filter

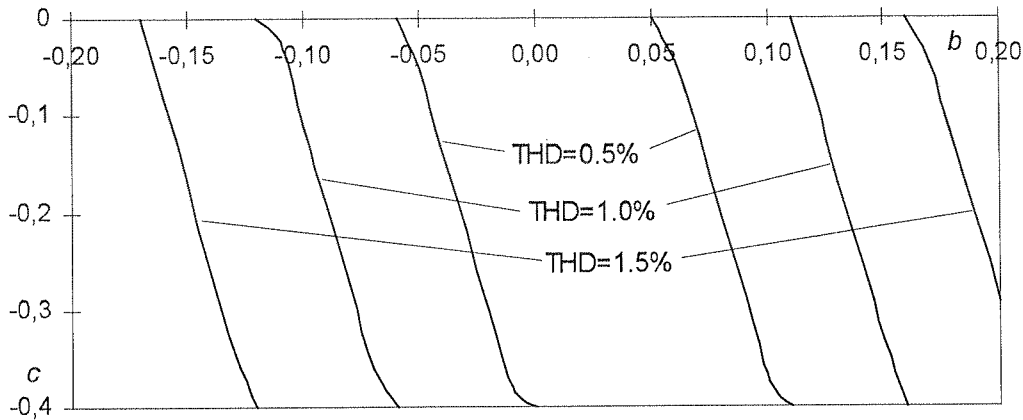


Fig. 14. Interdependence between coefficients b and c of the transconductor model (25) and THD of the filter for normalized input signal amplitude 0.3 and normalized frequency 0.5

Rys. 14. Zależność pomiędzy wartościami parametrów b i c modelu transkonduktora (25) oraz THD filtru dla znormalizowanej amplitudy sygnału wejściowego 0.3 i znormalizowanej częstotliwości 0.5

for input signal amplitude 0.3 and normalized input signal frequency equal to 0.5. The curves labeled as THD=0.5%, 1.0% and 1.5 denote the bounds of areas in the plane $b - c$ which ensures that the THD of the filter does not exceed the values 0.5%, 1.0% and 1.5%, respectively. Since the proposed method of estimating filter's THD is very fast, similar characteristics can be easily determined for an arbitrary G_m -C filter. They can be used to predict if the filter can meet nonlinear distortion requirements for given transconductors.

As the last example consider the problem of determining the nonlinearity induced distortion of the transfer function shape of G_m -C filters. In [14] the following measure of deviation the filter gain compression/expansion ratio (FGCER) was introduced

$$FGCER = 20 \log_{10} \left| \frac{\tilde{H}(jf, U_i)}{H(jf)} \right| \quad (26)$$

where $H(jf)$ is the linear filter response to the single sinusoidal input signal of frequency f , while $\tilde{H}(jf, U_i)$ is the modified filter gain that takes into consideration nonlinearities (note that $\tilde{H}$ depends not only on frequency but also on input signal amplitude U_i). Coefficient FGCER can be easily determined for any G_m -C filter by solving system (21), (22) and extracting the fundamental filter response at frequency f . Fig.15 shows $H(jf)$ and $\tilde{H}(jf, U_i)$ for 4-th order low-pass Butterworth filter in LF structure obtained for input signal amplitude 0.3 and 0.5. Corresponding plots of FGCER are shown in Fig. 16. All the simulations have been carried out with the transconductor model given by equation (25) and $a = 1.0$, $b = 0.1$ and $c = -0.3$. Unlike the approaches using Volterra series representation (e.g. [14]-[17]), the presented method is not restricted to weak nonlinearities only. Figs.17 and 18 show $\tilde{H}(jf, U_i)$ and

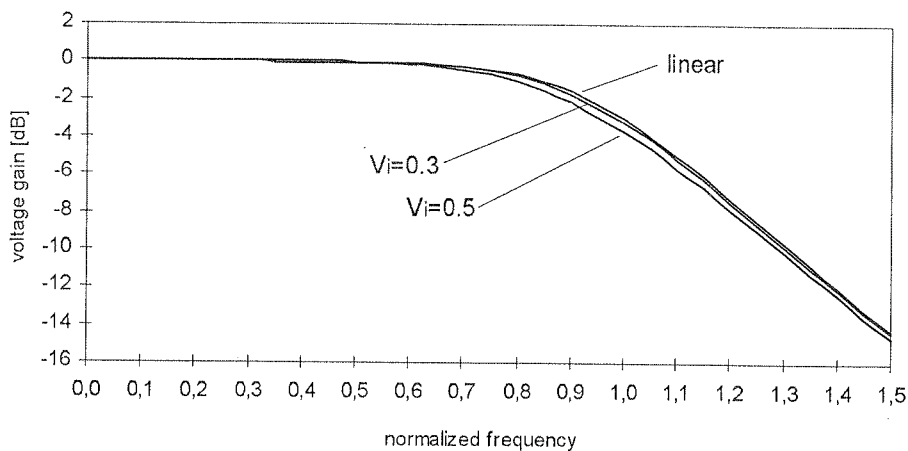


Fig. 15. Frequency response of the 4th order low-pass Butterworth LF filter with sinusoidal input for normalized input amplitude $V_i = 0.3$ and 0.5

Rys. 15. Charakterystyka częstotliwościowa dolnoprzepustowego filtra LF Butterworth'a 4-go rzędu przy pobudzeniu sinusoidalnym o znormalizowanej amplitudzie $V_i = 0.3$ oraz 0.5

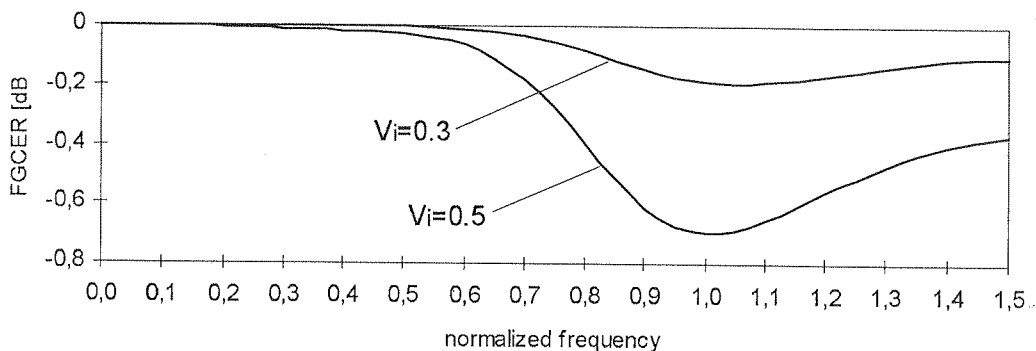


Fig. 16. FGCER plot corresponding to the filter response in Fig. 15

Rys. 16. Wykres FGCER odpowiadający odpowiedzi filtra z Rys. 15

FGCER obtained for input signal amplitude equal to 1.0. We can observe a considerable distortion of the transfer function shape in this case. Note that other nonlinear effects such as desensitization [14] can also be analyzed using the presented approach.

The presented examples show that the proposed method of estimating Total Harmonic Distortion of the filter as well as other nonlinear effects can be a useful tool for solving many problems connected to analysis and design of G_m -C filters. Obviously, one can also consider a number of optimization tasks. For example, one can minimize THD or FGCER of a filter by changing its element values under the presence of additional constraints. However, these problems will be addressed in a separate work.

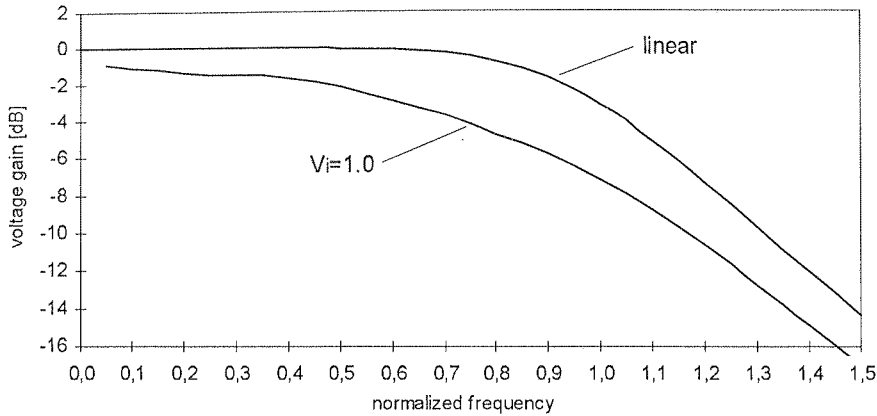


Fig. 17. Frequency response of the 4th order low-pass Butterworth LF filter with sinusoidal input for normalized input amplitude $V_i = 1.0$

Rys. 17. Charakterystyka częstotliwościowa dolnoprzepustowego filtru LF Butterworth'a 4-go rzędu przy pobudzeniu sinusoidalnym o znormalizowanej amplitudzie $V_i = 1.0$

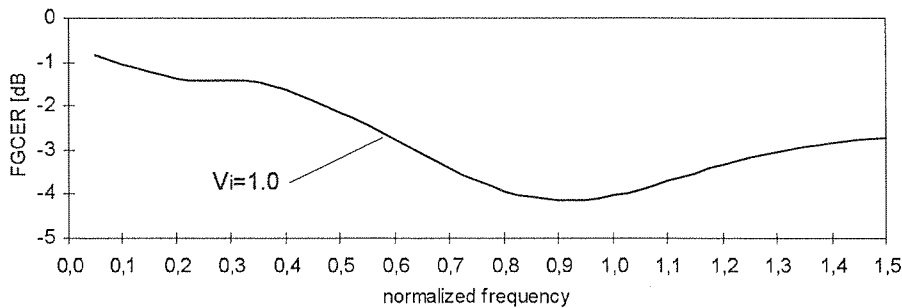


Fig. 18. FGCR plot corresponding to the filter response in Fig. 17

Rys. 18. Wykres FGCR odpowiadający odpowiedzi filtru z Rys. 17

4. CONCLUSIONS

In the paper, a general description of G_m -C filters with nonlinear transconductors has been introduced. A nonlinear ordinary differential system that describes time evolution of output signal for a general structure of G_m -C filter has been formulated. In a linear case, this equation can be reduced to the general description of G_m -C filters introduced in the previous work. The presented method allows to carry out an effective and fast transient analysis of any G_m -C filter using standard numerical methods. It can be applied to determine the Total Harmonic Distortion of filters containing nonlinear transconductors. Several examples of applying the proposed approach have been presented. In particular, we have performed a comparison of canonical 5-th order

all-pole low-pass Butterworth filters with respect to THD. The problem of determining maximum allowable nonlinearity of filter transconductors (under the condition that the filter meets required THD specifications) has also been addressed. Moreover, we have shown examples of some other nonlinear effect which can be handled by means of the proposed approach. All these examples show that the method has a potential in applying to filter design and optimization. In particular, effective tools for optimizing G_m -C filters with respect to nonlinear distortion can be created.

5. REFERENCES

1. R. Schaumann, M. S. Ghausi, K. R. Laker: *Design of Analog Filters, Passive, Active RC, and Switched Capacitor*. Englewood Cliff, NJ: Prentice-Hall, 1990.
2. T. Deliyannis, Y. Sun, J. K. Fidler: *Continuous-time active filter design*. CRC Press, USA, 1999.
3. Y. Sun (Editor): *Design of high frequency integrated analogue filters*. London, The Institution of Electrical Engineers, 2002.
4. B. Nauta: *Analog CMOS filters for very high frequencies*. Kluwer Academic Publishers, 1993.
5. Y. P. Tsividis: *Integrated continuous-time filter design — An overview*. IEEE J. Solid-State Circuits, 1994, vol. 29, pp. 166-176.
6. S. Szczepanski, J. Jakusz, R. Schaumann: *A linear CMOS OTA for VHF applications*. IEEE Trans. Circuits Syst.-II, 1997, vol. 44, pp. 174-187.
7. J. Glinianowicz, J. Jakusz, S. Szczepanski, Y. Sun: *High-frequency two-input CMOS OTA for continuous-time filter applications*. IEE Proc.-Circuits Dev. Syst., 2000, vol. 147, No. 1, pp. 13-18.
8. G. W. Roberts, A. S. Sedra: *A general class of current amplifier-based biquadratic filter circuits*. IEEE Trans. Circuits Syst.-I, 1992, vol. 38, pp. 257-263.
9. S. Koziel, S. Szczepanski: *Dynamic Range Comparison of Voltage-Mode and Current-Mode State-Space G_m -C Biquad Filters in Reciprocal Structures*. IEEE Trans. Circuits Syst.-I, 2003, vol. 50, No. 10, pp. 1245-1255.
10. S. Koziel, S. Szczepanski: *General Description of State-Space Continuous-Time G_m -C Filters*. Electronics and Telecommunications Quarterly, 2002, vol. 48, No. 3-4, pp. 499-521.
11. S. Koziel, S. Szczepanski: *Sensitivity Performance of All-Pole Canonical Low-Pass G_m -C Filters*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences, 2002, Vol. 50, No. 4, pp. 313-340.
12. Z. Fortuna, B. Macukow, J. Wąsowski: *Metody Numeryczne*. Warszawa, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, 1993.
13. J. E. Solomon: *The monolithic operational amplifiers: A tutorial study*. IEEE J. Solid-State Circuits, 1974, vol. SC-9, pp. 314-332.
14. S. Szczepanski, R. Schaumann: *Nonlinearity Induced Distortion of the Transfer Function Shape in High-Order OTA-C Filters*. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, 1992, vol. 3, pp. 143-151.
15. Z. Q. Liang, S. A. Billings: *Evaluation of Output Frequency Responses of Nonlinear Systems Under Multiple Inputs*. IEEE Trans. Circuits Syst.-II, 2000, vol. 47, pp. 28-38.
16. P. Wambacq, W. Sansen: *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Kluwer Academic Publishers, 1998.
17. J. Mahattanakul, C. Bunyakate: *Harmonic injection method: a novel method for harmonic distortion analysis*. Proc. Int. Symp. Circuits Syst. ISCAS, 2001, vol. 3, pp. 85-88.
18. A. P. Nedungadi, T. R. Viswanathan: *Design of linear CMOS transconductance elements*. IEEE Trans. Circuits Syst., 1984, vol. CAS 31, pp. 831-834.

19. S.-H. Yang, K.-H. Kim, C.-K. Cheong, K.-R. Cho: *Design of a new linear OTA with a mobility compensation technique [Bessel filter application]*. Proc. Southwest Symposium on Mixed-Signal Design, 2003, pp. 99-103.
20. M. I. Ali, M. Howe, E. Sánchez-Sinencio, J. Ramírez-Angulo: *A BiCMOS low distortion tunable OTA for continuous-time filters*. IEEE Trans. Circuits Syst.-I, 1993, vol. 40, pp. 43-49.
21. A. N. Mohieldin, E. Sánchez-Sinencio, J. Silva-Martínez: *Nonlinear Effects in Pseudo Differential OTAs with CMFB*. IEEE Trans. Circuits Syst.-II, 2003, vol. 50, No. 10, pp. 762-770.
22. Z. Wang, W. Guggenbuhl: *A voltage-controllable linear MOS transconductor using bias offset technique*. IEEE J. Solid-State Circuits, 1990, vol. 25, pp. 315-317.
23. E. Sanchez-Sinencio, J. Silva-Martinez: *CMOS transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial*. IEEE Proceedings Circuits, Devices and Systems, 2000, vol. 147, No. 1, pp. 3-12.
24. J. Martinez-Heredia, A. Torralba, R. G. Carvajal, J. Ramirez-Angulo: *A new 1.5 V linear transconductor with high output impedance in a large bandwidth*. Proc. Int. Symp. Circuits and Systems, ISCAS, 2003, vol. 1, pp. 157-160.
25. S. Koziel, S. Szczepanski: *Design of Linear CMOS OTA Using a Current Addition/Subtraction Technique*. Electronics and Telecommunications Quarterly, 2001, vol. 47, No. 1, pp. 121-133.
26. S. Koziel, S. Szczepanski: *Design of Highly Linear Tunable CMOS OTA Using a Linearizing Differential Pair in the Output Stage*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences, 2002, Vol. 50, No. 3, pp. 197-211.

S. KOZIEL

ANALIZA ZNIEKSZTAŁCEŃ NIELINIOWYCH FILTRÓW G_m -C — PODEJŚCIE NUMERYCZNE

Streszczenie

W pracy przedstawiono efektywną procedurę symulacji numerycznej zniekształceń nieliniowych dla dowolnych filtrów G_m -C. Zaprezentowano ogólny model filtrów G_m -C zawierających nieliniowe elementy aktywne (transkonduktory). Przeprowadzono analizę modelu, która prowadzi do sformułowania ogólnego nieliniowego układu równań różniczkowych zwyczajnych opisujących dynamikę napięć węzłowych filtru w dziedzinie czasu. Scałkowanie numeryczne takiego układu równań umożliwia zrealizowanie analizy przejściowej filtrów G_m -C. Może to być wykonane dla dowolnego filtru G_m -C dowolnego rzędu, co wynika z ogólności modelu zastosowanego do wyprowadzenia równań. Przedstawiona metodologia została zilustrowana za pomocą szeregu przykładów. Między innymi, wyznaczono współczynnik zawartości harmonicznych (ang. Total Harmonic Distortion, THD) dla wybranego filtru G_m -C, porównano rodzinę kanonicznych struktur dolnoprzepustowych filtrów G_m -C pod względem zniekształceń nieliniowych. Rozważano zależności pomiędzy nieliniowościami elementów aktywnych filtru a współczynnikiem zawartości harmonicznych sygnału wyjściowego. Badano także inne efekty nieliniowe takie jak zniekształcenia charakterystyk częstotliwościowych filtru powodowane nieliniowością transkonduktorów. Nieliniowości elementów aktywnych modelowane były za pomocą rozwinięć charakterystyki przejściowej w szereg potęgowy. W pracy przedyskutowano również możliwości zastosowania prezentowanej metodologii do projektowania i optymalizacji filtrów.

Słowa kluczowe: filtry G_m -C, analiza przejściowa, optymalizacja THD, efekty nieliniowe

Minimalizacja długości połączeń w układach elektronicznych z wykorzystaniem sieci Hopfielda

ANDRZEJ KOS, ZBIGNIEW NAGÓRNY

Andrzej Kos

Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie

Katedra Elektroniki

al. Mickiewicza 30

30-059 Kraków

e-mail: kos@agh.edu.pl

Zbigniew Nagórny

Studium Generale Sandomiriense

Wyższa Szkoła Humanistyczno-Przyrodnicza w Sandomierzu

ul. Krakowska 26

27-600 Sandomierz

e-mail: nagorny@interia.pl

Otrzymano 2003.07.14

Autoryzowano 2004.01.09

W pracy przedstawiono oryginalną metodę rozmieszczania elementów w układzie elektronicznym VLSI z wykorzystaniem sieci neuronowej typu Hopfielda. Celem rozmieszczenia elementów jest zapewnienie minimalnej sumarycznej długości połączeń w układzie. Określono postać funkcji energii, która jest minimalizowana przez sieć. W klasycznym rozwiązaniu wartości wag połączeń między neuronami w sieci są obliczane przed symulacją i nie ulegają zmianie. W niniejszej pracy zbadano wpływ zmian wartości wag podczas symulacji pracy sieci, na otrzymywane rozwiązania. Zauważono, że zmiana wartości wag umożliwia uzyskanie lepszych rozwiązań. Przedstawiono przykłady i wnioski płynące z zastosowania tej metody.

Słowa kluczowe: projektowanie topografii układów VLSI, rozmieszczanie elementów, optymalizacja, równoległe przetwarzanie, sieć neuronowa, sieć Hopfielda, funkcja energii

1. WPROWADZENIE

Projektowanie topografii układu scalonego jest jednym z podstawowych etapów w projektowaniu układu scalonego VLSI. Etap ten obejmuje zarówno rozmieszczenie elementów, jak również prowadzenie połączeń między nimi. Bardzo ważnym problemem podczas projektowania topografii układu jest minimalizacja sumarycznej długości wszystkich połączeń, w wyniku właściwego rozmieszczenia elementów. Zmniejszenie całkowitej długości ścieżek powoduje zmniejszenie rezystancji oraz pojemności i indukcyjności pasożytniczych, wnoszonych do układu przez połączenia. Minimalizacja długości ścieżek ma zatem niebagatelny wpływ na funkcjonowanie układu, szczególnie w zakresie większych częstotliwości oraz na czas propagacji w układach cyfrowych [1, 2]. Jeżeli uświadomimy sobie, że połączenia zajmują około 70% powierzchni typowego układu scalonego [3], nie bez znaczenia okaże się ilość ciepła wydzielanego w połączeniach oraz rozmiar układu.

Istnieje cały szereg metod rozmieszczania elementów w układach elektronicznych: analityczne [4], heurystyczne [5-9], wykorzystujące sieci neuronowe [4, 7, 10-16, 19] oraz metody mieszane [6, 7, 9, 15]. Wśród metod heurystycznych warto wspomnieć o metodzie wykorzystującej algorytm "mincut partitioning", polegający na podziale obwodu elektrycznego na części tak, aby liczba połączeń między tymi częściami obwodu była minimalna [5-7, 15].

Obecnie dużym zainteresowaniem cieszą się metody wykorzystujące sieci neuronowe, ze względu na zdolność równoległego przetwarzania. Zastosowanie znajdują tu sieci samoorganizujące się [14], jednak największą popularnością cieszy się sieć Hopfielda [4, 11-12, 16, 19].

Niniejsza praca poświęcona jest problemowi minimalizacji sumarycznej długości połączeń w układzie elektronicznym, z wykorzystaniem sieci Hopfielda. Głównym celem pracy była poprawa skuteczności sieci Hopfielda dla tego problemu, ponieważ sieć często dostarcza rozwiązań, które są dalekie od rozwiązań optymalnych [11]. W pracy przedstawiono oryginalne rozwiązanie, które jest modyfikacją klasycznej metody rozmieszczania elementów z użyciem sieci Hopfielda. Rozwiązanie to polega na zmianie wartości wag połączeń między neuronami podczas symulacji sieci i jest przedstawione w rozdziale 2. W rozdziale 3 przedstawione są wyniki symulacji sieci ze zmianą wag dla czterech przykładów. Wnioski płynące z zastosowania przedstawionej metody zamieszczono w rozdziale 4. Bibliografia znajduje się w rozdziale 5.

2. ZASTOSOWANIE SIECI HOPFIELDA DO OPTYMALIZACJI DŁUGOŚCI POŁĄCZEŃ

W rozdziale tym przedstawione są podstawy teoretyczne zastosowania sieci Hopfielda do minimalizacji długości połączeń w układach elektronicznych. W podrozdziale 2.1 postawiono problem minimalizacji długości połączeń. Opis sieci Hopfielda wykorzystywanej do rozwiązywania problemów optymalizacyjnych przedstawiony jest w

podrozdziale 2.2. Postać funkcji energii w problemie minimalizacji długości połączeń przedstawiono w podrozdziale 2.3. Analog elektryczny sieci Hopfielda omówiony jest w podrozdziale 2.4. Oryginalne rozwiązanie, polegające na zmianie wartości wag opisane jest w podrozdziale 2.5.

2.1. POSTAWIENIE PROBLEMU

Metody rozmieszczania elementów wykorzystują założenie, że długość płytki podłoża dzieli się na K odcinków o rozmiarze jednostkowym, a szerokość płytki na L odcinków. W ten sposób odbywa się tzw. normalizacja rozmiarów płytki. Każdy element jest umieszczany w dokładnie jednej komórce. W każdej komórce nie może być umieszczonych więcej niż jeden element. W związku z tym w celu rozmieszczenia X elementów musi być spełniony warunek $X \leq M = KL$. Całkowita długość połączeń w układzie elektronicznym, minimalizowana w wyniku rozmieszczenia X elementów, jest określona wzorem

$$\text{całkowita długość połączeń} = 1/2 \sum_{i=1}^X \sum_{j=1}^X d_{ij} cm_{ij} \quad (1)$$

gdzie: d_{ij} — odległość między komórkami podłoża, w których zostały umieszczone elementy i oraz j , cm_{ij} — element macierzy połączeń CM układu elektronicznego.

Elementy macierzy CM są określone następująco

$$cm_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{gdy jest połączenie między elementami } i \text{ oraz } j \\ 0 & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (2)$$

Odległość między elementami liczona jest w metryce Manhattan, ponieważ połączenia w układach elektronicznych prowadzone są zwykle wyłącznie w kierunku poziomym oraz pionowym, zgodnie ze wzorem

$$d_{ij} = |x_i - x_j| + |y_i - y_j| \quad (3)$$

gdzie: (x_i, y_i) oraz (x_j, y_j) są współrzędnymi komórek podłoża, w których zostały umieszczone elementy i oraz j .

Należy dodać, że rozmieszczanie elementów na 2-wymiarowym podłożu jest tzw. problemem NP-zupełnym [7, 9-12, 14, 16].

2.2. OPIS SIECI

Jak już wcześniej wspomniano, problemy optymalizacyjne można rozwiązywać z wykorzystaniem sieci neuronowych. Jednym ze sposobów jest zastosowanie sieci Hopfielda, wykorzystując jej własność, polegającą na minimalizacji funkcji energii.

Zastosowanie znajduje tutaj model z ciągłą charakterystyką neuronów, zamiast dwuwartościowej 0/1 lub ± 1 . Stosowanie dwuwartościowych neuronów nie przynosi dobrych rezultatów w rozwiązywaniu problemów optymalizacyjnych, gdyż sieć szybko osiąga lokalne minimum funkcji energii, a rozwiązanie nie jest optymalne [15].

Funkcja aktywacji neuronów w modelu ciągłym sieci Hopfielda bardzo często określana jest wzorem [17, 18, 22]

$$V = f(U) = 1/2 (1 + \tanh(U/U_0)) \quad (4)$$

gdzie: U — sygnał wejściowy neuronu, V — sygnał wyjściowy, U_0 — parametr.

Dla małych wartości U_0 funkcja aktywacji jest bardzo stroma i zbliża się do funkcji skoku jednostkowego.

Dla tak określonej sieci wprowadza się pojęcie energii sieci. Dla małych wartości U_0 we wzorze 4, funkcja energii upraszcza się do postaci bez wyrażeń całkowych [4, 17-23]

$$E = -1/2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \omega_{ij} V_i V_j - \sum_{i=1}^N I_i V_i \quad (5)$$

gdzie: E — energia sieci, N — liczba neuronów, ω_{ij} — waga połączenia wyjścia neuronu j z wejściem neuronu i , I_i — zewnętrzny sygnał wejściowy neuronu i .

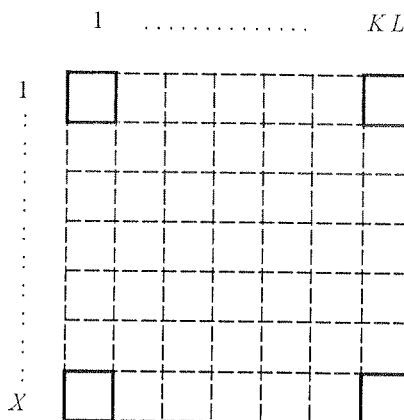
Dla sieci z symetryczną macierzą wag połączeń funkcja energii jest funkcją nierosnącą w czasie [15, 17-20, 22, 23]. Własność ta gwarantuje, że sieć zainicjowana pewnymi wartościami początkowymi będzie zmierzać do stanu stabilnego odpowiadającego minimum funkcji.

Jeżeli problem optymalizacyjny daje się sprowadzić do postaci odpowiadającej funkcji energii, to sieć minimalizująca swoją energię może posłużyć do rozwiązania tego problemu [4, 11, 12, 15-24].

2.3. POSTAĆ FUNKCJI ENERGII W PROBLEMIE MINIMALIZACJI DŁUGOŚCI POŁĄCZEŃ

W rozpatrywanym problemie, sieć Hopfielda ma dokonać właściwego rozmieszczenia elementów w układzie elektronicznym tak, aby całkowita długość połączeń między elementami określona wzorem 1 była minimalna. W tym celu buduje się sieć, w której liczba neuronów $N = XKL$. Sieć składa się więc z X wierszy, zawierających $M = KL$ neuronów, zgodnie z rysunkiem 1.

Każdy neuron w sieci jest więc indeksowany dwoma wskaźnikami. Pierwszy wskaźnik określa numer elementu, który ma być rozmieszczany, a drugi oznacza numer komórki podłoża. Jeżeli neuron o współrzędnych (x, i) po osiągnięciu przez sieć stanu stabilnego posiada wartość $V_{xi} = 1$, wówczas oznacza to, że element x powinien być umieszczony w komórce podłoża o numerze i . Jeden ze sposobów numerowania komórek podłoża przedstawia rysunek 2. Należy dodać, że podział sieci na wiersze ma charakter umowny i nie ma żadnego wpływu na topologię połączeń między neuronami.



Rys. 1. Podział sieci na wiersze i kolumny

Fig. 1. The division of the net for rows and columns

1	2	3
4	5	6
7	8	9

Rys. 2. Jeden ze sposobów numerowania komórek podłoża

Fig. 2. One way of numbering substrate cells

Można teraz przystąpić do określenia funkcji kosztu, która będzie poddawana procesowi minimalizacji. Funkcja kosztu będzie zawierać składnik określony wzorem 1, ale musi zawierać także ograniczenia związane z rozmieszczaniem elementów w układzie elektronicznym. W rezultacie funkcja kosztu będzie składała się z następujących składników (ograniczeń):

a) Ograniczenie 1 W każdej komórce nie może znajdować się więcej niż jeden element. Uwzględniając podział sieci na wiersze zgodnie z rysunkiem 1, ograniczenie to wymaga, aby w stanie stabilnym żadne dwa neurony znajdujące się w jednej kolumnie nie posiadały równocześnie na wyjściu sygnału równego 1. Wówczas składnik ten będzie miał wartość 0. Ograniczenie wyrażone jest więc wzorem

$$E_1 = B/2 \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{x'=1 \\ x' \neq x}}^X V_{xi} V_{x'i} = B/2 \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M \sum_{x'=1}^X \sum_{i'=1}^M \delta_{ii'} (1 - \delta_{xx'}) V_{xi} V_{x'i'} \quad (6)$$

gdzie: B jest stałą, $\delta_{ii'} = \begin{cases} 1 & \text{gdy } i = i' \\ 0 & \text{gdy } i \neq i' \end{cases}$, analogicznie $\delta_{xx'}$.

b) Ograniczenie 2 Każdy element powinien być umieszczony w dokładnie jednej komórce. Ograniczenie można zapisać w następujący sposób

$$\begin{aligned} E_2 &= C/2 \sum_{x=1}^X \left(\sum_{i=1}^M V_{xi} - 1 \right)^2 = \\ &= C/2 \sum_{x=1}^X \left(\left(\sum_{i=1}^M V_{xi} \sum_{i=1}^M V_{xi} \right) - 2 \sum_{i=1}^M V_{xi} + 1 \right) = \\ &= C/2 \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M \sum_{i'=1}^M V_{xi} V_{xi'} - C \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M V_{xi} + \frac{XC}{2} = \\ &= C/2 \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M \sum_{x'=1}^X \sum_{i'=1}^M \delta_{xx'} V_{xi} V_{x'i'} - C \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M V_{xi} + \frac{XC}{2} \end{aligned} \quad (7)$$

gdzie: C jest stałą.

Składnik E_2 nie będzie równy 0, jeżeli więcej niż jeden neuron w dowolnym wierszu sieci będzie posiadał w stanie stabilnym sygnał wyjściowy równy 1 lub jeżeli w dowolnym wierszu żaden neuron nie będzie posiadał na wyjściu sygnału równego 1. Jeżeli w każdym wierszu sieci dokładnie jeden neuron będzie posiadał na wyjściu sygnał równy 1, to składnik E_2 będzie równy 0.

c) Ograniczenie 3 Składnik określający całkowitą długość połączeń wyrażony jest następującym wzorem

$$E_3 = D/2 \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M \sum_{x'=1}^X \sum_{i'=1}^M V_{xi} V_{x'i'} c m_{xx'} d_{ii'} \quad (8)$$

gdzie: D jest stałą.

Funkcja kosztu, która będzie poddawana minimalizacji przez sieć, będzie wyrażona więc wzorem

$$\begin{aligned} E &= E_1 + E_2 + E_3 = \\ &= -1/2 \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M \sum_{x'=1}^X \sum_{i'=1}^M [-B \delta_{ii'} (1 - \delta_{xx'}) - C \delta_{xx'} - D c m_{xx'} d_{ii'}] V_{xi} V_{x'i'} - \\ &\quad - \sum_{x=1}^X \sum_{i=1}^M C V_{xi} + \frac{XC}{2} \end{aligned} \quad (9)$$

Przyrównując wzór 9 do wzoru 5 można otrzymać wzory na wartości wag połączeń między neuronami oraz wartości zewnętrznych sygnałów wejściowych

jednej

$$\omega_{xi,x'i'} = -B\delta_{ii'}(1 - \delta_{xx'}) - C\delta_{xx'} - Dcm_{xx'}d_{ii'} \quad (10)$$

$$I_{xi} = C \quad (11)$$

gdzie: $\omega_{xi,x'i'}$ — waga połączenia między neuronami o współrzędnych (x, i) oraz (x', i') , I_{xi} — zewnętrzny sygnał wejściowy neuronu (x, i) .

Sieć neuronowa z wagami określonymi według wzoru 10 będzie minimalizować funkcję kosztu, czyli całkowitą długość połączeń w układzie elektronicznym, z uwzględnieniem ograniczeń.

(7)

Aby sieć działała poprawnie i dawała stabilne rozwiązania, sugeruje się wprowadzenie dwóch dodatkowych warunków [18, 25]:

a) brak jest sprzężeń zwrotnych wyjścia i -tego neuronu z jego wejściem

$$\omega_{ii} = 0 \quad \text{dla każdego } i = 1, \dots, N \quad (12)$$

b) macierz wag jest symetryczna

$$\omega_{ij} = \omega_{ji} \quad \text{dla każdego } i, j = 1, \dots, N \quad (13)$$

volnym
o jeżeli
ownego
wyjściu

W przypadku, gdy warunki te nie są spełnione, możliwe są oscylacje lub nawet chaotyczne przebiegi $V(t)$, a sieć nie osiągnie stanu stabilnego.

ny jest

(8)

Ze wzoru 10 wynika, że warunek określony wzorem 13 jest spełniony dla naszego problemu optymalizacyjnego, ponieważ macierz wag jest symetryczna. Warunek określony wzorem 12 nie jest spełniony po obliczeniu wag zgodnie ze wzorem 10. Aby warunek ten był spełniony, po obliczeniu wag przyjmuje się $\omega_{ii} = 0$, ponieważ sprzężenia zwrotne wyjścia neuronu z jego wejściem silnie wpływają na dynamikę sieci i liczbę dodatkowych minimów lokalnych funkcji energetycznej [15]. Jeżeli sieć osiągnie minimum lokalne, rozwiązanie problemu nie będzie optymalne w sensie globalnym. W rezultacie wagi połączeń między neuronami określone są wzorem

rażona

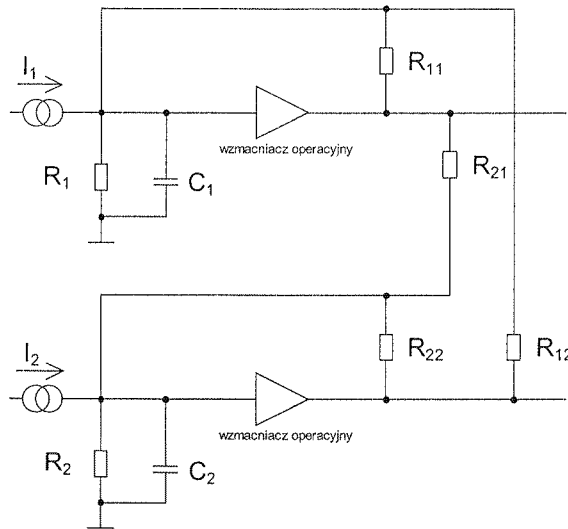
$$\omega_{xi,x'i'} = \begin{cases} -B\delta_{ii'}(1 - \delta_{xx'}) - C\delta_{xx'} - Dcm_{xx'}d_{ii'} & \text{dla } x \neq x' \vee i \neq i' \\ 0 & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (14)$$

(9)

Innym rozwiązaniem, które zapewni spełnienie warunku 12 jest wprowadzenie ograniczenia, aby sygnały wyjściowe neuronów w stanie ustalonym wynosiły 0 lub 1 lub były bliskie tym wartościom. Ograniczenie to będzie jednak również spełnione w przypadku wybrania funkcji aktywacji neuronów o stromej charakterystyce, określonej wzorem 4, np. dla $U_0 = 0, 1$. [17-19, 22]. Ponadto wyniki otrzymywane przez sieć z tym ograniczeniem są gorsze, gdyż wartość stałej D we wzorze 10 musi być mniejsza, aby spełnione były ograniczenia 1 oraz 2. Dlatego wspomniane rozwiązanie nie będzie stosowane w niniejszej pracy.

2.4. ANALOG ELEKTRYCZNY SIECI HOPFIELDA

Jak już wcześniej wspomniano, model ciągły sieci Hopfielda (z ciągłą charakterystyką neuronów) lepiej nadaje się do rozwiązywania problemów optymalizacyjnych. Rysunek 3 przedstawia schemat układu elektronicznego, realizującego model ciągły sieci.



Rys. 3. Schemat układu elektronicznego realizującego model ciągły sieci Hopfielda

Fig. 3. The continuous model Hopfield net in electronic components

Rolę neuronu pełni wzmacniacz operacyjny o nieliniowej charakterystyce. Rezystory R_{ij} decydują o wartościach wag połączeń między neuronami. Rezystancja R_i oraz pojemność C_i odpowiada rezystancji oraz pojemności wejściowej membrany i -tego neuronu [15, 17, 22, 23]. Wejściowy i wyjściowy sygnał neuronu odpowiada napięciu na wejściu oraz na wyjściu wzmacniacza operacyjnego. Zewnętrzny sygnał wejściowy i -tego neuronu jest określony przez wartość prądu dostarczanego przez źródło prądu I_i i w dalszej części pracy nazywany będzie prądem wejściowym.

Dla układu z rysunku 3, który jest elektrycznym analogiem sieci Hopfielda, można zapisać równanie Kirchhoffa dla i -tego węzła

$$C_i \frac{dU_i}{dt} = \sum_{j=1}^N \frac{1}{R_{ij}} (V_j - U_i) + I_i - \frac{U_i}{R_i} = -U_i \left(\frac{1}{R_i} + \sum_{j=1}^N \frac{1}{R_{ij}} \right) + \sum_{j=1}^N \frac{1}{R_{ij}} V_j + I_i \quad (15)$$

Można wprowadzić rezystancję zastępczą r_i taką, że

$$\frac{1}{r_i} = \frac{1}{R_i} + \sum_{j=1}^N \frac{1}{R_{ij}} \quad (16)$$

Równanie sieci otrzymuje więc postać

$$C_i \frac{dU_i}{dt} = \sum_{j=1}^N \frac{1}{R_{ij}} V_j + I_i - \frac{U_i}{r_i} = \sum_{j=1}^N \omega_{ij} V_j + I_i - \frac{U_i}{r_i} \quad (17)$$

gdzie: $\omega_{ij} = 1/R_{ij}$ jest wagą połączenia wyjścia neuronu j z wejściem neuronu i .

Dobierając pojemności kondensatorów oraz rezystancje

$$C_i = C_j = C \quad \text{dla} \quad i, j = 1, \dots, N \quad (18)$$

$$r_i = r_j = R \quad \text{dla} \quad i, j = 1, \dots, N \quad (19)$$

ω_{ij} zawiera arbitralnie dobrane stałe, a sygnał I_i może być ustawiony na dowolną wartość można więc podzielić równanie 17 przez C i po przedefiniowaniu $\omega_{ij} := \omega_{ij}/C$, $I_i := I_i/C$ można zapisać równanie 17 w postaci [17, 19, 22, 23]

$$\frac{dU_i}{dt} = \sum_{j=1}^N \omega_{ij} V_j + I_i - \frac{U_i}{RC} \quad (20)$$

gdzie: RC jest stałą czasową sieci, która oznaczana jest przez τ .

Otrzymano układ równań różniczkowych, który można rozwiązać numerycznie stosując metodę Eulera. Układ równań różniczkowych jest zastępowany wówczas układem równań różnicowych [19, 22]

$$U_i(t + \Delta t) = U_i(t) + \Delta t \left(\sum_{j=1}^N \omega_{ij} V_j + I_i - \frac{U_i(t)}{\tau} \right) \quad (21)$$

gdzie: Δt jest krokiem czasowym metody.

W przypadku, kiedy wymagana jest bardzo dokładna analiza zachowania sieci, można posłużyć się dostępnymi narzędziami do analizy układów elektronicznych np. SPICE, SMASH itp.

2.5. SIEĆ HOPFIELDA ZE ZMIANĄ WAG

W tradycyjnej metodzie minimalizacji długości połączeń z użyciem sieci Hopfielda wartości wag są wyznaczane na początku symulacji sieci na podstawie wzoru 14 i nie ulegają zmianie [11, 12]. W niniejszej pracy przedstawiono oryginalne rozwiązanie polegające na zmianie wartości wag sieci Hopfielda. Zbadano wpływ zmiany wag na otrzymywane rozwiązania problemu minimalizacji długości połączeń w układzie elektronicznym. Program symulujący pracę sieci dokonywał obliczeń na podstawie wzoru 21, a krok czasowy Δt w tym wzorze odpowiada jednej iteracji programu.

Metoda polega na wykonaniu zadanej liczby prób, podczas których dokonywana jest zmiana wag sieci. Przed rozpoczęciem symulacji ustalane są optymalne wartości

stałych B , C , D . Na samym początku każdej próby sieć jest inicjowana losowymi wartościami napięć wejściowych oraz wyznaczana jest macierz prądów wejściowych na podstawie wzoru 11. Inicjalizacja sieci może odbywać się na dwa sposoby: inicjalizacja neuronów różnymi, losowymi wartościami lub jednakową, losową wartością. Następnie w sposób losowy wybierana jest liczba iteracji $nnar$, podczas wykonywania tych iteracji następuje zmiana wag. Należy przyjąć taki sposób zmiany wag, aby po wykonaniu $nnar$ iteracji sieć posiadała takie same wartości wag jak sieć stosowana w tradycyjnej metodzie — wzór 14. Wartości prądów wejściowych nie są zmieniane. Następnie jest wykonywana pewna liczba iteracji, ale już bez zmiany wartości wag, w celu uzyskania stabilnego rozwiązania. Otrzymane rozwiązanie jest następnie zapisywane. Po wykonaniu zadanej liczby prób wybierane są najlepsze rozwiązania. Rysunek 4 przedstawia algorytm postępowania.

W niniejszej pracy zbadano jeden ze sposobów zmiany wag, polegający na liniowej zmianie wartości wag, według następującego wzoru

$$\omega_{xi,x'i'} = \begin{cases} \frac{iter}{nnar} [-B\delta_{i'i'}(1 - \delta_{xx'}) - C\delta_{xx'} - Dcm_{xx'}d_{i'i'}] & \text{dla } x \neq x' \vee i \neq i' \\ 0 & \text{w przeciwnym przypadku} \end{cases} \quad (22)$$

gdzie: $iter$ — numer kolejnej iteracji, $iter = 1, \dots, nnar$.

Wykorzystując własność, że dla badanego sposobu zmiany wag wszystkie składniki we wzorze 22 zmieniają się w taki sam sposób można znacznie skrócić czas wykonywania programu symulującego pracę sieci, zapisując wzór 21 dla iteracji zmiany wag w następującej postaci

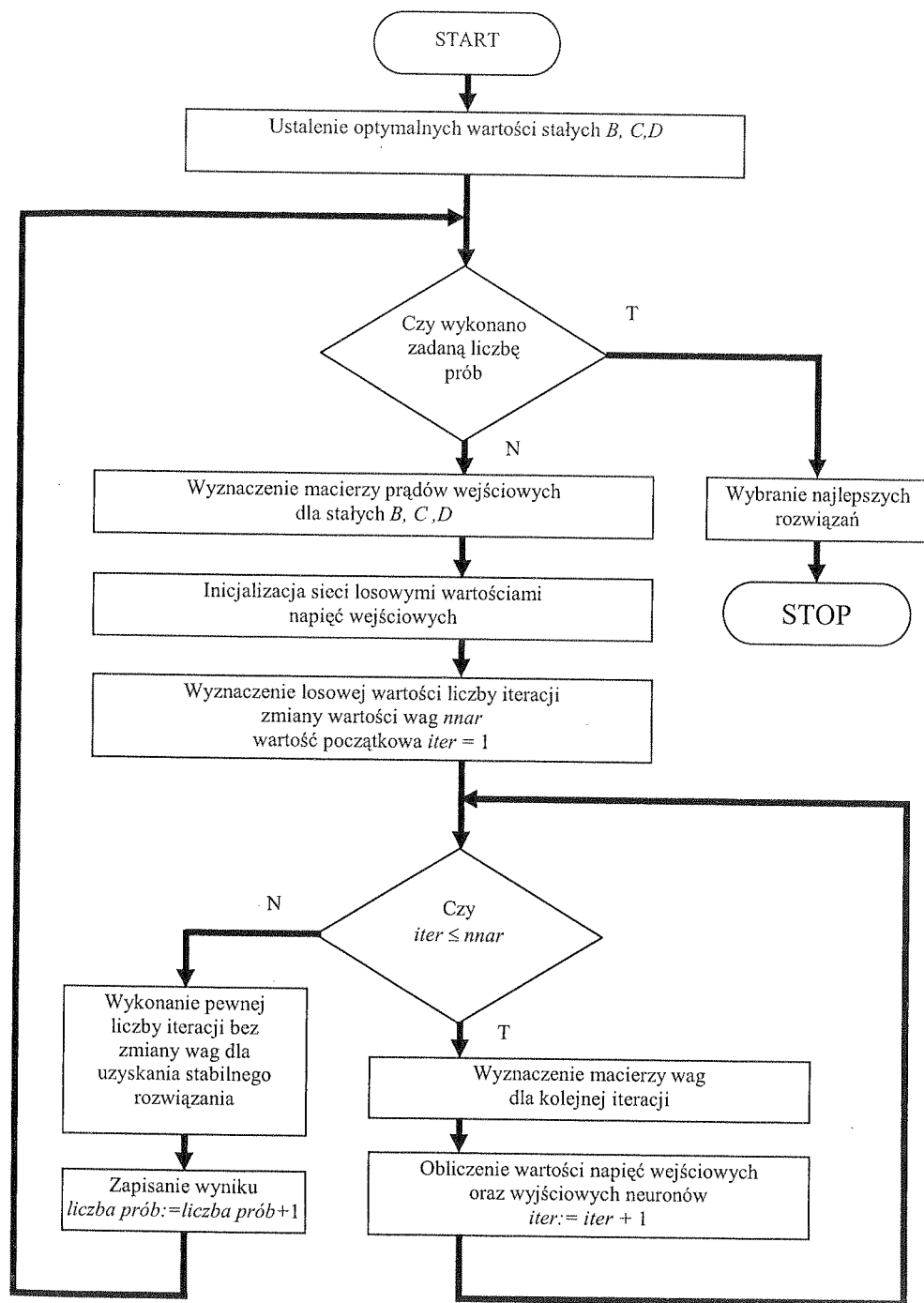
$$U_i(t + \Delta t) = U_i(t) + \Delta t \left(\frac{iter}{nnar} \sum_{j=1}^N \omega_{ij}^{ST} V_j + I_i - \frac{U_i(t)}{\tau} \right) \quad (23)$$

gdzie: ω_{ij}^{ST} jest stałą wagą wyznaczoną według wzoru 14, $iter = 1, \dots, nnar$.

Zastosowanie wzoru 23 umożliwia znaczne skrócenie wykonywania programu symulującego sieć, ponieważ wagi nie muszą być zmieniane. Wykorzystanie wzoru 23 umożliwia również znaczne uproszczenie ewentualnej sprzętowej realizacji sieci. Możliwość ta nie została uwzględniona w algorytmie metody na rysunku 4, aby zapewnić jego ogólność, ponieważ opisanego uproszczenia nie można zastosować w przypadku, gdy w przyjętym sposobie zmiany wag poszczególne składniki określające wartość wagi we wzorze 14 zmieniają się w odmienny sposób.

3. WYNIKI SYMULACJI SIECI ZE ZMIANĄ WAG

Efektom przeprowadzonych badań jest minimalizacja całkowitej długości połączeń dla czterech przykładów układów elektronicznych. Do badania sieci Hopfielda użyto



Rys. 4. Algorytm metody ze zmianą wag

Fig. 4. The algorithm of the method with weights changing

programu symulującego pracę sieci. Symulacje przeprowadzono dla sieci o stałej czasowej $\tau = 1s$, z zastosowaniem metody Eulera, według wzoru 23, dla $\Delta t = 0,001\tau$. Funkcja aktywacji neuronów określona była wzorem 4, dla $U_0 = 0,1$. Minimalizację całkowitej długości połączeń przeprowadzono dwoma metodami: ze zmianą wartości wag oraz tradycyjną metodą, w której wartości wag nie są zmieniane [11, 12]. Dla obydwu metod zastosowano te same stałe B, C, D we wzorach na wartości wag połączeń oraz prądów wejściowych neuronów, aby było możliwe porównanie wyników. Dla każdego przykładu zbadano również dwa sposoby inicjalizacji neuronów wartościami początkowymi: losowymi, różnymi wartościami oraz jedną, losową wartością. Wartości napięć wejściowych neuronów losowano z przedziału $-0,3$ do $0,3$ — ponieważ dla funkcji aktywacji określonej wzorem 4 i $U_0 = 0,1$ — wartości napięć wyjściowych dla $-0,3$ oraz $0,3$ są bliskie -1 oraz 1 . Liczba iteracji n_{nar} była losowana z przedziału $20000 \div 50000$. Dla innych kroków czasowych Δt należy odpowiednio zmienić przedział, z którego losowana jest wartość n_{nar} .

W programie symulującym sieć Hopfielda zastosowano synchroniczną aktualizację, tzn. w danej chwili czasowej równocześnie obliczane są napięcia wejściowe oraz wyjściowe wszystkich neuronów.

Tabele 1 oraz 2 przedstawiają macierze połączeń dla przykładów 1 oraz 2.

Tabela 1

Macierz połączeń dla przykładu 1

The connectivity matrix for 1st example

Nr el. \ Nr el.	1	2	3	4	5	6	7	8
1	0	0	1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	1	0	1	0
3	1	0	0	0	1	0	0	0
4	0	1	0	0	1	1	0	0
5	0	1	1	1	0	0	0	0
6	0	0	0	1	0	0	0	0
7	0	1	0	0	0	0	0	0
8	1	0	0	0	0	0	0	0

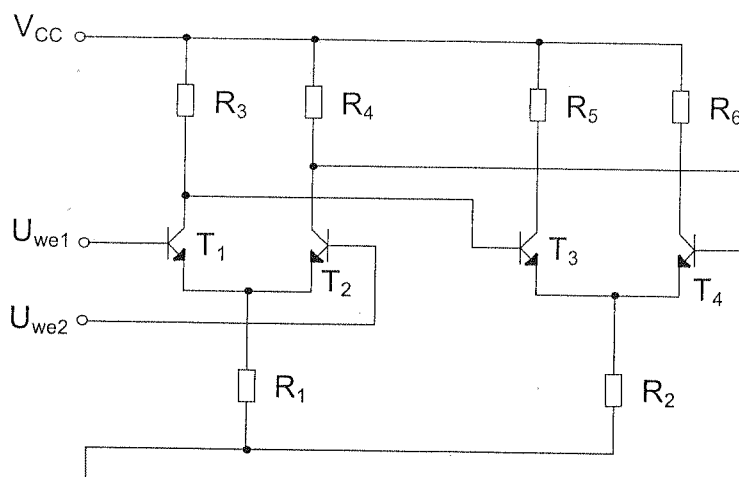
Tabela 2

Macierz połączeń dla przykładu 2

The connectivity matrix for 2nd example

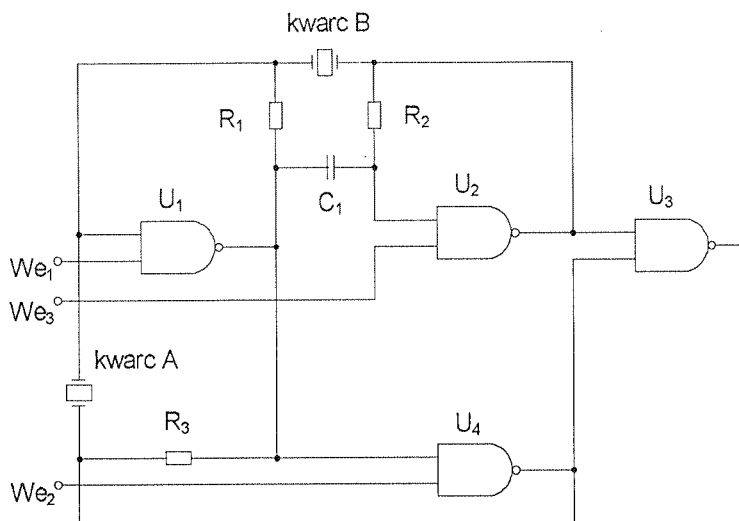
Nr el. \ Nr el.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0
2	1	0	1	0	0	0	0	1	1	1
3	1	1	0	1	0	0	0	0	0	0
4	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0
5	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0
6	0	0	0	1	1	0	1	0	0	0
7	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
8	0	1	0	0	0	0	0	0	1	1
9	0	1	0	0	0	0	0	1	0	1
10	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0

Rysunki 5 oraz 6 przedstawiają schematy elektryczne dla przykładu 3 oraz 4.



Rys. 5. Schemat elektryczny układu – przykładu 3

Fig. 5. Schematic for 3rd example



Rys. 6. Schemat elektryczny układu – przykładu 4

Fig. 6. Schematic for 4th example

Wyniki otrzymane podczas symulacji przedstawia tabela 3. Dla każdego przykładu przeprowadzono 500 prób metodą bez zmiany wag oraz 100 prób ze zmianą wag. W tabeli zebrane są następujące wyniki: średni koszt rozwiązań, koszt najlepszego rozwiązania, prawdopodobieństwo otrzymania najlepszego rozwiązania w jednej próbie, prawdopodobieństwo uzyskania rozwiązania o koszcie minimalnym¹ w jednej próbie — $P_{\text{koszt minimalny}}$. Analiza wyników zawartych w tabeli 3 pozwala wyciągnąć wniosek, że wyniki osiągnięte metodą ze zmianą wartości wag są zdecydowanie lepsze od wyników z zastosowaniem tradycyjnej metody. Dla obydwu metod użyto tych samych wartości stałych B , C , D we wzorze 14. Wartości stałych B , C , D dobrano tak, aby wyniki osiągnięte metodą tradycyjną były możliwie najlepsze. Wyniki obydwu metod można zatem porównać ze sobą.

W przykładzie 1 rozmieszczano 8 elementów na podłożu o rozmiarach 3×3 komórki, w przykładach 2-4 rozmieszczano 10 elementów na podłożu 4×4 komórki. Analizując wartości optymalnych stałych B , C , D zauważono, że wartości stałych B , C mogą być identyczne dla wszystkich przykładów, natomiast wartość stałej D silnie zależy od rozmiarów podłoża, na którym rozmieszczano elementy. Można wprawdzie dobrać jedną wartość stałej D , która umożliwiłaby rozmieszczenie elementów dla przykładów 2-4 (podłoże 4×4), lecz osiągnęte wyniki mogłyby być wówczas gorsze dla niektórych przykładów, od wyników możliwych do osiągnięcia. Dlatego dla każdego przykładu wprowadzono pewną korektę wartości stałej D tak, aby wyniki dla metody bez zmiany wartości wag były możliwie najlepsze.

¹ koszt minimalny jest minimalnym kosztem osiągniętym dla danego przykładu, przy użyciu dowolnej metody oraz sposobu inicjalizacji sieci.

Tabela 3

Wyniki otrzymane dla poszczególnych przykładów

Achieved results for the individual examples

Numer przykładu/ wartości stałych	Wynik	metoda bez zmiany wag		metoda ze zmianą wag	
		inicjalizacja jedną losową wartością	inicjalizacja różnymi losowymi wartośc.	inicjalizacja jedną losową wartością	inicjalizacja różnymi losowymi wartośc.
przykład 1	koszt średni	10,156	13,49	12,85	10,7126
B=5	koszt najlepszego rozwiązania	10	9	9	9
C=6	prawdopodobieństwo najlepszego rozw.	92,2%	0,2%	3%	21%
D=0,8	$P_{\text{koszt minimalny}}$	0%	0,2%	3%	21%
przykład 2	koszt średni	22,982	27,4317	22,26	20,45
B=5	koszt najlepszego rozwiązania	20	19	18	18
C=6	prawdopodobieństwo najlepszego rozw.	11%	0,4%	1%	13%
D=0,5	$P_{\text{koszt minimalny}}$	0%	0%	1%	13%
przykład 3	koszt średni	35,11	41,069	31,52	35,0842
B=5	koszt najlepszego rozwiązania	33	32	29	29
C=6	prawdopodobieństwo najlepszego rozw.	34,8%	0,2%	40%	2%
D=0,5	$P_{\text{koszt minimalny}}$	0%	0%	40%	2%
przykład 4	koszt średni	50,8608	52,5954	51,7531	50,3235
B=5	koszt najlepszego rozwiązania	50	48	50	48
C=6	prawdopodobieństwo najlepszego rozw.	36,4%	0,8%	22%	12%
D=0,45	$P_{\text{koszt minimalny}}$	0%	0,8%	0%	12%

W metodzie ze zmianą wartości wag prawdopodobieństwo $P_{\text{koszt minimalny}}$ dla przykładów 1-4 wynosiło od 12% do 40% (maksymalne dla danego przykładu). Prawdopodobieństwo $P_{\text{koszt minimalny}}$ dla metody ze zmianą wartości wag, przynajmniej dla jednego sposobu inicjalizacji sieci, było zawsze znacznie większe od $P_{\text{koszt minimalny}}$ dla metody bez zmiany wag, niezależnie od sposobu inicjalizacji tej sieci. W przykładach 2 oraz 3 sieć wykorzystująca metodę bez zmiany wartości wag nie osiągnęła wcale rozwiązania o koszcie równym kosztowi minimalnemu, a koszt najlepszego rozwiązania był odpowiednio o 6% oraz 10% większy od kosztu minimalnego. Prawdopodobieństwo $P_{\text{koszt minimalny}}$ dla metody ze zmianą wartości wag było największe dla przykładu 3 z inicjalizacją sieci jedną, losową wartością i wynosiło 40%. Najgorzej sieć radziła sobie z przykładem 4, w którym $P_{\text{koszt minimalny}}$ dla inicjalizacji sieci różnymi, losowymi wartościami wynosiło 12%. Porównując jednak ten wynik z wynikami otrzymanymi tradycyjną metodą można zauważyć, że wyniki te są o wiele gorsze. Jedynie dla inicjalizacji sieci różnymi, losowymi wartościami, sieć bez zmiany wag dla 0,8% prób osiągnęła rozwiązanie o koszcie równym kosztowi minimalnemu.

Analizując wyniki zawarte w tabeli 3 można zauważyć również, że nie ma reguły określającej, który ze sposobów inicjalizacji sieci daje lepsze rezultaty. Prawdopodobieństwo $P_{\text{koszt minimalny}}$ może być największe zarówno w przypadku inicjalizacji jedną, losową wartością, jak również różnymi, losowymi wartościami, w zależności od przykładu. Dlatego należy sprawdzać obydwa sposoby inicjalizacji sieci podczas szukania najlepszego rozwiązania. Dla metody bez zmiany wag można jedynie zauważyć, że dla badanych przykładów średni koszt rozwiązania jest zawsze większy dla inicjalizacji sieci różnymi, losowymi wartościami. W przypadku metody ze zmianą wartości wag nie zauważono podobnej prawidłowości.

Zbliżone wyniki dla powyższych przykładów osiągnięto również dla symulacji z krokiem czasowym $\Delta t = 0,02\tau$ oraz $nnar$ z przedziału $500 \div 2200$, chociaż dla tak dużego kroku czasowego symulacja działania sieci jest o wiele mniej dokładna.

Lepsze rezultaty w rozmieszczaniu elementów otrzymywane w wyniku zastosowania metody ze zmianą wartości wag należy tłumaczyć tym, że w czasie iteracji, w których zmieniane są wartości wag wzrasta energia sieci, określona wzorem 5. Wzrost energii spowodowany jest liniowym wzrostem wartości wag, zgodnie ze wzorem 22. Losowe wartości liczby iteracji zmiany wag $nnar$, określają również szybkość wzrostu energii sieci podczas tych iteracji. Pozwala to sieci na wyjście z minimów lokalnych funkcji energii dla pewnych wartości liczby $nnar$. W przypadku metody tradycyjnej, jeżeli sieć osiągnęła minimum lokalne funkcji energii, to niemożliwe było już opuszczenie tego minimum i rozwiązanie mogło być dużo gorsze od rozwiązania optymalnego.

4. Podsumowanie

Przeprowadzone symulacje wskazują na możliwość poprawy wyników osiąganych przez sieć Hopfielda w problemach optymalizacyjnych, poprzez zmianę wartości wag podczas pracy sieci. Wyniki otrzymane tą drogą dla problemu rozmieszczania ele-

mentów w układzie elektronicznym były dla wszystkich badanych przykładów lepsze od wyników uzyskanych metodą bez zmiany wag. Klasyczna metoda rozmieszczania elementów z zastosowaniem sieci Hopfielda często nie pozwalała na osiągnięcie najlepszych rozwiązań, otrzymywanych z użyciem metody ze zmianą wag, nawet dla bardzo dużej liczby prób. W pozostałych przypadkach prawdopodobieństwo otrzymania najlepszych rozwiązań było znacznie mniejsze.

W symulacjach zastosowano liniową zmianę wag, co może ułatwić ewentualną sprzętową realizację takiej sieci.

5. BIBLIOGRAFIA

1. A. Gołda, A. Kos: *Experimental verification of energy losses in CMOS gates*. Proc. of the 9th International Conference Mixed Design MIXDES 2002, Wrocław (Poland), June 2002, pp. 375-380
2. A. Gołda, A. Kos: *Width of MOSFET channel influence on energy losses and propagation time delay in CMOS circuits*. Proc. of the 16th European Conference on Circuits Theory and Design, Kraków (Poland), September 2003, pp. I-34-37
3. D. S. Rao, J. D. Provence: *An integrated approach to routing and via minimization*. Information Processing Letters 1991, vol. 39, no. 5, pp. 257-263
4. A. Kos: *Modelowanie hybrydowych układów mocy i optymalizacja ich konstrukcji ze względu na rozkład temperatury*. Kraków, Wydawnictwa AGH, 1994
5. B. Krishnamurthy: *An improved min-cut algorithm for partitioning VLSI networks*. IEEE Transactions on Computers 1984, vol. 33, no. 5, pp. 438-446
6. S. Bose, A. R. Saha: *Implementation of a heuristic method for standard cell placement*. International Journal of Electronics 1993, vol. 74, no. 2, pp. 281-298
7. D. S. Rao, L. M. Patnaik: *Circuit layout through an analogy with neural networks*. Computer-Aided Design 1992, vol. 24, no. 5, pp. 251-257
8. M. Gajęcki, A. Kos: *A problem of optimization of topography of VLSI circuit*. Proc. of the XIXth National Conference on Circuit Theory and Electronic Networks, Kraków-Krynica (Poland), October 1996, pp. II/307-312
9. J.-T. Yan: *Fuzzy-clustering-based algorithm for circuit partitioning in standard cell placement*. Electronics Letters 1995, vol. 31, no. 3, pp. 151-152
10. P. Bratek, A. Kos: *Complex optimisation of topology of VLSI circuits with self-organising neural nets*. Proc. of the Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, Łódź (Poland), June 1996, pp. 78-83
11. H. Mączka, P. Dziurdzia, A. Kos: *Neural algorithm for minimisation of total length of connections in VLSI circuits*. Proc. of the XIXth National Conference on Circuit Theory and Electronic Networks, Kraków-Krynica (Poland), October 1996, pp. II/319-324
12. K. B. Sriram, L. M. Patnaik: *Neural network approach for the two-dimensional assignment problem*. Electronics Letters 1990, vol. 26, no. 12, pp. 809-810
13. S. P. Eberhardt, T. Daud, D. A. Kerns, T. X. Brown, A. P. Thakoor: *Competitive neural architecture for hardware solution to the assignment problem*. Neural Networks 1991, vol. 4, pp. 431-442
14. A. Hemani, A. Postula: *Cell placement by self-organisation*. Neural Networks 1990, vol. 3, pp. 377-383
15. J. Hertz, A. Krogh, R. G. Palmer: *Wstęp do teorii obliczeń neuronowych*. Warszawa, WNT, 1995

16. L.-Y. Wang, K.-N. Chen, Y.-T. Lai, B.-D. Liu: *Neural network on two-dimensional IC layout compaction*. Electronics Letters 1992, vol. 28, no. 14, pp. 1297-1298
17. J. J. Hopfield, D. W. Tank: "Neural" computation of decisions in optimization problems. Biological Cybernetics 1985, vol. 52, pp. 141-152
18. R. Tadeusiewicz: *Sieci neuronowe*. Warszawa, Akademicka Oficyna Wydawnicza, 1993
19. J. Mańdziuk: *Sieci neuronowe typu Hopfielda. Teoria i przykłady zastosowań*. Warszawa, Akademicka Oficyna Wydawnicza EXIT, 2000
20. J. Żurada, M. Barski, W. Jędruch: *Sztuczne sieci neuronowe*. Warszawa, Wydawnictwo Naukowe PWN, 1996
21. J. Żurada, M. J. Kang: *Computational circuits using neural optimization concept*. International Journal of Electronics 1989, vol. 67, no. 3, pp. 311-320
22. J. A. Freeman, D. M. Skapura: *Neural networks: algorithms, applications, and programming techniques*. Addison-Wesley Publishing Company, 1991
23. T. Kanna: *Foundations of neural networks*. Addison-Wesley Publishing Company, 1990
24. S. Osowski: *Sieci neuronowe w ujęciu algorytmicznym*. Warszawa, WNT, 1996
25. R. Tadeusiewicz: *Elementarne wprowadzenie do techniki sieci neuronowych z przykładowymi programami*. Warszawa, Akademicka Oficyna Wydawnicza PLJ, 1999

A. KOS, Z. NAGÓRNY

MINIMIZATION OF THE TOTAL LENGTH
OF INTERCONNECTIONS IN ELECTRONIC CIRCUITS
BY USING HOPFIELD NET

Summary

The paper presents a novel method for solving two-dimensional assignment problems in electronic circuits. The method makes use of the Hopfield neural network. The aim of component placement is the minimization of the total length of interconnections in electronic circuits. The method makes use of the Hopfield net with continuous function of neurons according to Eq. (4). An energy function of the neural net is described by Eq. (9). This function consists of three components: the total length of interconnections between components in an electronic circuit and two terms, which make that all components are placed in separate cells of a substrate. Comparing Eq. (9) and Eq. (5), which is a general form of neural net energy function, we get Eqs. (10) and (11) for weight and external input signal values. We force the weight matrix to have zeros on the diagonal according to Eq. (14). The model Hopfield net in electronic components is shown in Figure 3. The Hopfield net is implemented in software in this work, a simulating program makes use of Eq. (21) to calculate the output of each neuron in the net. In conventional method weight values of the net are calculated before simulation and are constant. Our method is a novel method, because the weights are changed during simulation according to the algorithm shown in Figure 4. During the simulation the values of weights are changed in a linear way in accordance with Eq. (22). The speed of weight values changing is defined by a random value. Finally, a number of iterations to achieve a stable state of the net are done. A number of trials are performed for each assignment problem and the best results are chosen. Simulations were done for four examples of electronic circuits. The method with weight values changing during simulation gives better results than the conventional one. Results are performed in Table 3. Some conclusions coming from using this method are presented.

Keywords: VLSI, assignment problem, cell placement, optimization, parallel processing, neural network, Hopfield net, energy function

D
w lite

Dobór nastaw regulatorów dla obiektów bez wyrównania z inercją pierwszego rzędu

JANUSZ HALAWA

*Politechnika Wrocławska
Instytut Cybernetyki Technicznej
ul. Janiszewskiego 11-17, 50-372 Wrocław
E-mail: jhalawa @ict.pwr.wroc.pl*

*Otrzymano 2003.02.11
Autoryzowano 2004.03.22*

Dobór parametrów regulatorów dla obiektów bez wyrównania nie jest należycie rozpatrzony w literaturze. W niniejszej pracy przedstawiono sposoby doboru nastaw regulatorów typu PID, PI, PD i P dla obiektów, których odpowiedzi skokowe można aproksymować odpowiedzią obiektu opisanego transmitancją

$$G_0(s) = \frac{k}{s(Ts + 1)}.$$

Podano sposób wyznaczania parametrów tej transmitancji z odpowiedzi skokowej i sposób doboru parametrów regulatorów zapewniających odpowiedzi skokowe układu zamkniętego nieoscylacyjne, bez przeregulowania i ustalające się w krótkim czasie. Szczególną uwagę poświęcono wyznaczaniu parametrów regulatorów PI i PID metodą reduktów. Metoda ta polega na rozwinięciu transmitancji opisującej układ zamknięty z nieznanymi parametrami regulatora w ułamek łańcuchowy i zastąpieniu jej reduktom tego rozwinięcia drugiego rzędu. W wyniku porównania współczynników mianownika tego reduktu, które są funkcjami znanych parametrów modelu obiektu i nieznanymi parametrami regulatora z zadanymi wartościami otrzymuje się układ dwóch równań nieliniowych którego rozwiązaniem są szukane parametry regulatora. Program obliczania parametrów regulatora w języku Mathematica jest prosty.

Słowa kluczowe: regulatory, układy sterowania, symulacja komputerowa

1. IDENTYFIKACJA I DOBÓR NASTAW REGULATORÓW

Doborowi nastaw regulatorów sterujących obiektami bez wyrównania poświęcono w literaturze stosunkowo mało uwagi. Obiektem bez wyrównania jest np. zbiornik

cieczy o ścianach bocznych prostopadłych, do podstawy, którego sygnałem wejściowym jest natężenie dopływu cieczy, a sygnałem wyjściowym jej poziom. Przedstawione zostaną sposoby doboru nastaw regulatorów pozwalające na to, aby odpowiedź obiektu opisanego transmitancją

$$G_0(s) = \frac{k}{s(Ts + 1)}. \quad (1)$$

na wymuszenie skokowe była odpowiedzią nieoscylacyjną, bez przeregulowania i możliwie szybko ustalającą się. Odpowiedź układu opisanego transmitancją (1) na wymuszenie $x(t) = 1(t)$ jest funkcją

$$y(t) = -kT + kTe^{-\frac{t}{T}} + kt. \quad (2)$$

Wiemy, że równanie asymptoty pochyłej funkcji $f(x)$ jest

$$y(x) = ax + b$$

gdzie

$$a = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{y(x)}{x}, \quad (3)$$

$$b = \lim_{x \rightarrow \infty} [(x) - ax]. \quad (4)$$

Zgodnie ze wzorami (3) (4) mamy dla (2)

$$a = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{y(t)}{t} = k$$

$$b = \lim_{t \rightarrow \infty} [y(t) - kt] = -kT.$$

Stąd równanie asymptoty pochyłej krzywej (2) jest

$$y(t) = kt - kT. \quad (5)$$

Prosta (5) przecina oś t w punkcie $t = T$, a oś y w punkcie $-kT$, co pokazuje rysunek 1. Wykres odpowiedzi układu opisanego transmitancją (1) na wymuszenie skokowe $x(t) = 1(t)$ dla $k = 1$ i $T = 1$ przedstawiono na rys. 1.

Transmitancja układu zamkniętego z obiektem opisanym transmitancją (1) i z regulatorem typu PID o transmitancji

$$G_r(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (6)$$

jest funkcją

$$\begin{aligned} G_{z1}(s) &= \frac{y_1(s)}{y_z(s)} = \frac{kk_p T_d T_i s^2 + kk_p T_i s + kk_p}{TT_i s^3 + (T_i + kk_p T_d T_i) s^2 + kk_p T_i s + kk_p} = \\ &= \frac{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}, \end{aligned} \quad (7)$$

owym
wione
biektu

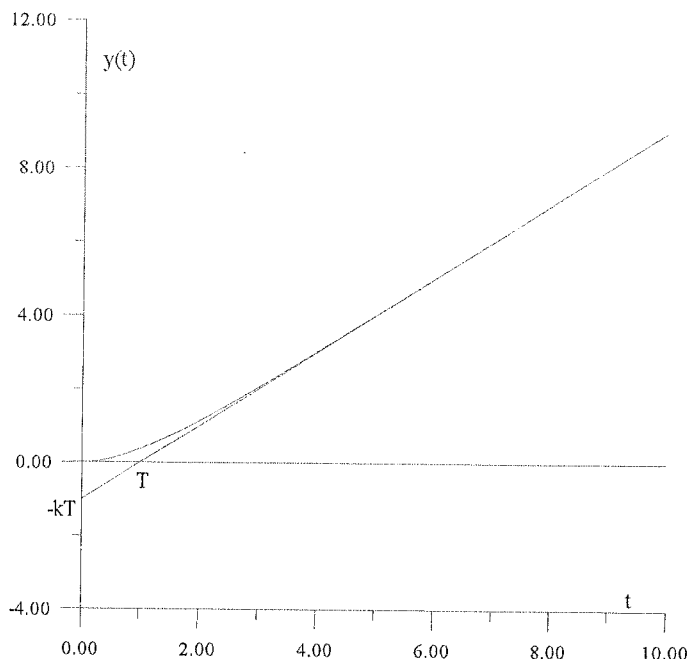
(1)

i moż-
wymu-

(2)

(3)

(4)



Rys. 1. Odpowiedź układu opisanego transmitancją (1) na wymuszenie skokowe $x(t) = 1(t)$ dla $k = T = 1$

Fig. 1. Response of the controlled system given equation (1) to the unit step function $x(t) = 1(t)$ for $k = T = 1$

gdzie $y_z(s)$ jest operatorowym zapisem wartości zadanej.

Jeśli przyjmiemy regulator typu PI to po podstawieniu w (7) stałej $T_d = 0$ otrzymujemy

(5)

$$G_{z2}(s) = \frac{y_2(s)}{y_z(s)} = \frac{kk_p T_i s + kk_p}{TT_i s^3 + T_i s^2 + kk_p T_i s + kk_p}. \quad (8)$$

unek 1.
 $x(t) =$

regula-

Można łatwo stwierdzić za pomocą kryterium Hurwitza stabilności wielomianów, że mianownik transmitancji (8) jest wielomianem stabilnym, gdy

$$T_i > T.$$

(6)

Po przyjęciu regulatora PD otrzymuje się

$$G_{z3}(s) = \frac{y_3(s)}{y_z(s)} = \frac{\frac{kk_p}{T} T_d s + \frac{kk_p}{T}}{s^2 + (\frac{1}{T} + \frac{kk_p}{T} T_d) s + \frac{kk_p}{T}} = \frac{\omega_0^2 T_d s + \omega_0^2}{s^2 + 2\xi \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (9)$$

(7)

gdzie

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{kk_p}{T}}, \quad (10)$$

i

$$\xi = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{T} + \omega_0^2 T_d \right) \frac{1}{\omega_0}. \quad (11)$$

Wprowadzimy do (9) przeskalowany argument

$$\tau = \omega_0 t.$$

Wówczas transmitancja (9) przyjmie postać

$$G_{z3}^*(s, \tau) = \frac{y_3^*(s, \tau)}{y_z(s, \tau)} = \frac{\omega_0 T_d s + 1}{s^2 + 2\xi s + 1}. \quad (12)$$

Można wyznaczyć takie $T_d(2\xi)$, dla których odpowiedź skokowa układu opisanego transmitancją (12) jest funkcją nieoscylacyjną. Krzywą ograniczającą wspomniany obszar wyznaczono za pomocą symulacji komputerowej. Otrzymane wyniki ujęto w tabeli 1.

Tabela 1

Wartości krzywej ograniczającej obszar odpowiedzi nieoscylacyjnych

Values of the curve limiting the non-oscillatory response area

$\omega_0 T_d$	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2ξ	2	2	2,5	3,4	4,3	5,2	6,2	7,2	8,2	9,2	10,1

Obszar odpowiedzi nieoscylacyjnych otrzymujemy dla większych wartości 2ξ .

Mianownik transmitancji (12) ma pierwiastki rzeczywiste jeśli $\xi \geq 1$. Stąd na podstawie (11) mamy

$$0,5 \left(\frac{1}{T\omega_0} + \omega_0 T_d \right) \geq 1. \quad (13)$$

Przyjmijmy regulator proporcjonalny o wzmacnieniu k_p . Wówczas transmitancja opisująca układ zamknięty jest postaci

$$G_{z4}(s) = \frac{y_4(s)}{y_z(s)} = \frac{\frac{kk_p}{T}}{s^2 + \frac{1}{T}s + \frac{kk_p}{T}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (14)$$

gdzie

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{kk_p}{T}} \quad (15)$$

i

$$\xi = \frac{1}{2T} \sqrt{\frac{kk_p}{T}}. \quad (16)$$

Jeśli w układzie zamkniętym występuje regulator PID, wówczas do doboru jego parametrów można wykorzystać metodę reduktów zaproponowaną przez autora. Metodę tę można stosować gdy transmitancje opisujące układy zamknięte są transmitancjami rzędów trzeciego i wyższych. Metoda ta polega na rozwinięciu transmitancji opisującej układ zamknięty z nieznanymi parametrami regulatora w ułamek łańcuchowy typu V [1, 2, 3, 5] i zastąpienie jej reduktom drugiego rzędu. Rozwinięcia w ułamki łańcuchowe są szybkobieżne. Mianownik reduktu jest wielomianem postaci $s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$. Współczynniki tego wielomianu są funkcjami parametrów regulatora. W metodzie zadajemy ξ i ω_0 , w wyniku czego otrzymujemy układ równań nieliniowych, którego rozwiązaniem są parametry tego regulatora. Omówimy krótko metodę reduktów. Będziemy się posługiwać symbolicznym zapisem ułamka łańcuchowego zaproponowanym przez Pringsheima [2]. W tej symbolice ułamek łańcuchowy

$$G(s) = \frac{1}{h_1 + \frac{1}{h_2 + \frac{1}{\frac{h_2}{s} + \frac{1}{h_3 + \frac{1}{\frac{h_3}{s} + \frac{1}{h_4 + \frac{1}{s}}}}}}} = \frac{1}{h_1 + \frac{s}{h_2 + \frac{s}{h_3 + \frac{s}{h_4}}}} \dots$$

zapisujemy w postaci

$$G(s) = \frac{1|}{|h_1|} + \frac{1|}{|\frac{h_2}{s}|} + \frac{1|}{|h_3|} + \frac{1|}{|\frac{h_4}{s}|} + \dots = \frac{1|}{|h_1|} + \frac{s|}{|h_2|} + \frac{s|}{|h_3|} + \frac{s|}{|h_4|} \dots$$

Omówimy teraz algorytm Wiskowatowa za pomocą którego otrzymujemy rozwinięcie typu V.

Zgodnie z tym algorytmem transmitancję (funkcję wymierną)

$$G(s) = \frac{a_{21} + a_{22}s + a_{23}s^2 + \dots + a_{2n}s^{n-1}}{a_{11} + a_{12}s + a_{13}s^2 + \dots + a_{1n}s^{n-1}} \quad (17)$$

rozwija się w ułamek łańcuchowy o postaci (postać V)

$$G(s) = \frac{a_{21}}{a_{11}} + \sum_{k=2}^{2n} \frac{a_{k+1,1}s|}{|a_{k,1}|} \quad (18)$$

Algorytm ten jest realizowany w następujący sposób. Układa się tabelę 2. W tabeli tej w pierwszym wierszu wypisuje się kolejne współczynniki mianownika transmitancji (17), przy czym w kolumnie pierwszej wpisuje się wyraz wolny, a w następnych kolumnach kolejne dwa dalsze wyrazy mianownika. W drugim wierszu tabeli 2 w podobny sposób wpisuje się współczynniki licznika rozważanej transmitancji. Elementy a_{jk} występujące w tej tabeli wylicza się z zależności:

$$a_{jk} = a_{j-1,1}a_{j-2,k+1} - a_{j-2,1}a_{j-1,k+1} = - \begin{vmatrix} a_{j-2,1} & a_{j-2,k+1} \\ a_{j-1,1} & a_{j-1,k+1} \end{vmatrix}, \quad (19)$$

gdzie $j = 3, 4, \dots, 2n$, $k = 1, 2, \dots, 2n$.

Tabela 2

Wyznaczanie ogniw ułamka łańcuchowego 4.1

Determination of links of the 4.1 continued fraction

j	k	1	2	3	4	5
1		a_{11}	a_{12}	a_{13}	a_{14}	...
2		a_{21}	a_{22}	a_{23}	a_{24}	...
3		a_{31}	a_{32}	a_{33}	a_{34}	...
4		a_{41}	a_{42}	a_{43}	a_{44}	...
$\vdots$		$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

Elementy znajdujące się w pierwszej kolumnie tabeli 2 są elementami ogniw ułamka łańcuchowego (18) bez argumentu s . Aby otrzymać transmitancję uproszczoną (redukt) której licznik jest stopnia niższego niż mianownik, a mianownik jest stopnia drugiego, wystarczy wyliczyć elementy pierwszej kolumny tabeli 2 do elementu a_{51} włącznie. Po wpisaniu w pierwszy i w drugi wiersz tabeli 2 współczynników transmitancji (7) i jej rozwinięciu w ułamek łańcuchowy typu V otrzymujemy redukt, którego mianownik jest wielomianem postaci

$$M(s) = s^2 + A_1 s + A_0, \quad (20)$$

Po zapisaniu transmitancji (17) prostszej postaci

$$G(s) = \frac{c_0 + c_1 s + c_2 s^2 + \dots}{d_0 + d_1 s + d_2 s^2 + \dots} \quad (21)$$

współczynniki A_1 i A_0 wielomianu (20) obliczamy zgodnie z poniższymi wzorami

$$\begin{aligned} u &= c_0 d_3 - c_3 d_0, \\ v &= c_0 d_2 - c_2 d_0, \\ a_{31} &= c_0 d_1 - c_1 d_0, \\ a_{41} &= a_{31} c_1 - c_0 v, \\ a_{51} &= a_{41} v - a_{31} (a_{31} c_2 - u c_0), \\ A_0 &= \frac{a_{41} c_0 d_0}{a_{51}}, \\ A_1 &= \frac{a_{31}^2 a_{41} + a_{51} c_0 d_0 + a_{41}^2 d_0}{a_{31} a_{51}}. \end{aligned} \quad (22)$$

Po czym rozwiązujemy układ równań

$$\begin{aligned} A_0 - \omega_0^2 &= 0 \\ A_1 - 2\zeta\omega_0 &= 0, \end{aligned} \quad (23)$$

gdzie ζ i ω_0 są zadane. Jeśli przyjmiemy większe ω_0 dla ustalonego ζ to uzyskamy krótszy czas osiągnięcia stanu ustalonego. Gdy wykres odpowiedzi skokowej układu zamkniętego dla przyjętego ω_0 jest wykresem odpowiedzi z przeregulowaniem to przez zwiększenie ζ uzyskamy wykres odpowiedzi bez przeregulowania.

Przykład 1

Rozwiniemy w ułamek łańcuchowy typu V funkcję

$$G(s) = \frac{4s + 6}{s^2 + 10s + 6}. \quad (24)$$

Na podstawie tabeli 2 tworzymy tabelę 3.

Tabela 3

Tabela rozwinięcia V dla (24)

The V expansion table for (24)

j	k	1	2	3
1		6	10	1
2		6	4	0
3		36	6	0
4		108	0	0
5		648	0	0

Na podstawie pierwszej kolumny tej tabeli mamy

$$G(s) = \frac{6}{|6|} + \frac{36s}{|6|} + \frac{108s^2}{|36|} + \frac{648s^3}{|108|} = \frac{6}{6 + \frac{36s}{6 + \frac{108s}{36 + \frac{648s}{108}}}}.$$

Kolejne redukty są równe

$$G_{00}(s) = 1,$$

$$G_{01}(s) = \frac{6}{6 + \frac{36s}{6}} = \frac{1}{s + 1},$$

$$G_{11}(s) = \frac{6}{6 + \frac{36s}{6 + \frac{108s}{36}}} = \frac{s+2}{3s+2} = \frac{\frac{1}{3}s + \frac{2}{3}}{s + \frac{2}{3}},$$

$$G_{12}(s) = G(s).$$

Sposób postępowania gdy w algorytmie rozwinięcia w ułamek łańcuchowy wystąpi dzielenie przez zero omówiony jest w pracach [1, 3]. Dzielenie przez zero mamy na przykład gdy współczynniki transmitancji (17) spełniają równości $a_{21} = a_{11}$ i $a_{22} = a_{12}$. W niniejszej pracy posługujemy się modelami uproszczonymi, więc możemy przyjąć, że a_{22} jest bliskie a_{12} np. $a_{22} = 0,98a_{12}$. Sposób ten wykorzystamy w obliczeniach przykładu 2.

Przykład 2

Współczynniki transmitancji (7) spełniają relacje $c_0 = d_0$ i $c_1 = d_1$. Stąd zamiast c_1 przyjmujemy np. $0.98 c_1$. Program wyznaczający parametry regulatora w MATHEMATICE jest bardzo prosty. Na przykład rozwiązywanie równań (23) zapisujemy tym języku jako

$$N[\text{Solve}[\{A_1 - 2n == 0, A_0 - w_0^2 == 0\}, \{k_p, T_i\}],$$

gdzie $n = \xi \cdot \omega_0$, $\omega_0 = w_0$. Za pomocą metody reduktów [4] dla obiektu (1) o współczynnikach $k=1$ i $T=1$, oraz przyjętych parametrów metody

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 20, \\ \xi &= 3,5 \end{aligned} \quad (25)$$

dla

$$T_d = 1$$

otrzymujemy parametry regulatora PID równe:

$$\begin{aligned} k_p &= 3,19, \\ T_i &= 16,01, \\ T_d &= 1,00. \end{aligned} \quad (26)$$

Dobór parametrów regulatora PI można dokonać również metodą reduktów.

Dla

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 20 \\ \xi &= 20 \end{aligned} \quad (27)$$

otrzymano

$$\begin{aligned}k_p &= 0,25 \\ T_i &= 199,98.\end{aligned}\tag{28}$$

Wyznamy teraz parametry regulatora PD. Przyjmiemy

$$\omega_0 T_d = 0,5.\tag{29}$$

Z (13) wynika, że

$$\omega_0 \leq 0,67.\tag{30}$$

Przyjmiemy

$$\omega_0 = \sqrt{0,4} = 0,632.\tag{31}$$

Z warunków (15) i (16) wynika, że

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k k_p}{T}} = \sqrt{k_p} = 0,4.$$

Stąd

$$k_p = 0,16.\tag{32}$$

Z (29) i (31) otrzymujemy

$$T_d = \frac{0,5}{\sqrt{0,4}} = 0,791.\tag{33}$$

Należy zaznaczyć, że im większe będzie ω_0 tym szybciej odpowiedź skokowa będzie zdążać do stanu ustalonego. Układ zamknięty z modelem obiektu (1) o parametrach $k = T = 1$ z regulatorem P opisany jest transmitancją

$$G_{z3} = \frac{y_3(s)}{x(s)} = \frac{k_p}{s^2 + s + k_p}.\tag{34}$$

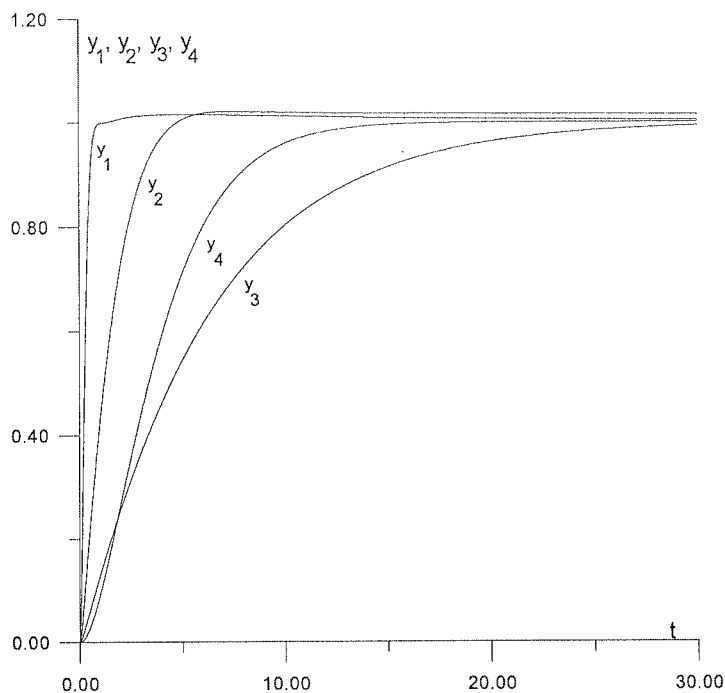
Odpowiedź skokowa układu opisanego transmitancją (34) jest funkcją nieoscylacyjną bez przeregulowania gdy spełniony jest warunek

$$k_p \leq 0,25.\tag{35}$$

Odpowiedź ta ustali się w najkrótszym czasie dla

$$k_p = 0,25.\tag{36}$$

Wykresy odpowiedzi zamkniętych układów sterowania z modelem obiektu (1) o współczynnikach $k = T = 1$ i z regulatorami: PID o parametrach (26), PI o parametrach (28), PD o parametrach (32) i (33) i z regulatorem P o wzmocnieniu (36) na wymuszenie $y_z(t) = 1(t)$ przedstawione są na rysunku 2. Na rysunku tym krzywa y_1 jest wykresem odpowiedzi skokowej układu zamkniętego z regulatorem PID, krzywa y_2 z regulatorem PI, krzywa y_3 z regulatorem PD i krzywa y_4 z regulatorem P.



Rys. 2. Wykresy odpowiedzi zamkniętego układu sterowania z modelem obiektu (1) i z regulatorami PID, PI, PD i P

Fig. 2. Responses of closed-loop control system with controlled system model of (1) and controls of PID, PI, PD and P

2. WNIOSKI

Stosując opisane w niniejszej pracy sposoby doboru nastaw regulatorów dla modelu obiektu opisanego transmitancją (1) otrzymuje się odpowiedzi zamkniętych układów regulacji możliwie szybko ustalające się i bez przeregulowania. Dla układów zamkniętych opisanych transmitancjami trzeciego rzędu zastosowano opracowaną przez autora metodę reduktów doboru nastaw regulatorów [4], a dla układów zamkniętych zawierających regulatory typu P i PD, opisanych transmitancjami drugiego rzędu podano wzory służące do wyznaczania parametrów regulatorów.

3. BIBLIOGRAFIA

1. A. Chowskij: *Priloženie cepnyh drobiej i ich obobščenij k woprosam probližennogo analiza*. Moskwa, Izdatelstwo Technika, 1956
2. W. C. Daniłow, A. N. Iwanowa, I. K. Isakowa, i in.: *Funkcje, granice, szeregi, ułamki łańcuchowe*. Warszawa, PWN, 1970

3. J. Halawa: *Metody wyznaczania transmitancji uproszczonych i ich zastosowanie w automatyce i elektroenergetyce*. Prace Naukowe Instytutu Cybernetyki Technicznej Politechniki Wrocławskiej 88, Seria: Monografie 21, Wrocław 1991
4. J. Halawa: *Wyznaczanie parametrów regulatorów PI i PID metodą reduktów za pomocą wspomagania komputerowego*. Raport Instytutu Cybernetyki Technicznej Politechniki Wrocławskiej, Seria: Preprinty nr 1/2002, Wrocław 2002
5. J. Halawa, A. Trzmielak-Stanisławska: *Properties of Simplified Transfer Function as Acquired with a Method of Continued Fractions*. Archiwum Automatyki i Telemekhaniki, T. XXXI, 1986, z. 1-2, pp. 117-132

J. HAWALA

SELECTION OF CONTROLLER SETTINGS FOR ASTATIC CONTROLLED SYSTEMS WITH THE FIRST-ORDER INERTIA

Summary

This paper presents methods of determining the settings of PID, PI, PD and P types of controllers for controlled systems which step responses can be approximated by the response of a system described by the following transfer function. A question of selecting controller settings for astatic controlled systems has not been sufficiently examined in

$$G_0(s) = \frac{k}{s(Ts + 1)}.$$

The method of deriving the parameters of this transfer function out of step response diagram and the method of selecting the settings of controllers ensuring non-oscillatory, non-overshoot fast-stabilizing step responses of closed-circuit system have been given. Special attention has been given to determination the settings of PI and PID controllers using the convergent method. This method consists in extending the transfer function of the closed-circuit controlled system, wherein the controller's settings are unknown, into a continued fraction and replacing it with the second-order convergent of such extension. A set of two non-linear equations will be procured as a result of comparison made between coefficients of the denominator of this convergent, which are the functions of known parameters of the controlled system model and unknown controller's settings and the two admitted values ω_0 and ζ . The solution of this equations provides the controller's settings being searched. A simple program in Mathematica language may be used to calculate the controller's settings.

Keywords: controllers, control systems, computer simulation

kwa
się c
źróc

Mechanizmy rozpraszania światła w elektrooptycznej ceramice PLZT

ZYGMUNT SUROWIAK, MAŁGORZATA PŁOŃSKA

*Katedra Materialoznawstwa,
Wydział Informatyki i Nauki o Materiałach,
Uniwersytet Śląski, ul. Śnieżna 2, 41-200 Sosnowiec;
e-mail:surowiak@us.edu.pl.*

*Otrzymano 2003.12.19
Autoryzowano 2004.04.02*

Ważną rolę w budowie elementów i urządzeń optoelektronicznych od wielu lat odgrywa przezroczysta ceramika ferroelektryczna. Otrzymanie takiej ceramiki stanowi trudny i złożony proces technologiczny, gdyż występuje w niej wiele centrów rozpraszania i absorpcji światła, które to zjawiska decydują o przezroczystości materiałów optycznych. Znajomość mechanizmów fizycznych procesów rozpraszania i absorpcji światła jest podstawowym warunkiem powodzenia w projektowaniu i otrzymywaniu elektrooptycznej ceramiki ferroelektrycznej. W ceramice ferroelektrycznej obok rozpraszania Rayleigha, Brillouina i Ramana wystąpić może rozpraszanie światła uwarunkowane również innymi czynnikami, w tym ścianami domenowymi. Sklasyfikowano i przeanalizowano te czynniki w funkcji długości fali świetlnej, grubości płytki ceramicznej, rozmiarów ziarn i stanu spolaryzowania ceramiki. Przedstawione rezultaty dotyczą przezroczystej ceramiki PLZT oraz ceramiki PZT domieszkowanej bizmutem. Praca ma charakter przeglądowy i stanowi podsumowanie badań procesów rozpraszania światła laserowego w ferroelektrycznej ceramice optycznej.

Słowa kluczowe: ceramika optyczna, ferroelektryk, PLZT, laser, rozpraszanie światła, absorpcja optyczna, optoelektronika

1. WPROWADZENIE

Od prawie pół wieku, tzn. od odkrycia w oparciu o idee Einsteina wzmacniaczy kwantowych (maser – 1955r; laser – 1960r) równolegle z elektroniką kwantową rozwija się optyka zjawisk nieliniowych i optyka światła spójnego, którego laser jest potężnym źródłem.

Optyce nieliniowej i technice laserowej poświęcono tysiące artykułów i wiele monografii naukowych [np.1-4]. Rozwój tych dziedzin zaowocował powstaniem nowych specjalności naukowo-technicznych, w tym optoelektroniki, oraz przyspieszył rozwój wielu tak klasycznych już dzisiaj obszarów techniki jak radiotechnika, telekomunikacja i inne. Bazę dla tego rozwoju stanowią osiągnięcia inżynierii materiałowej w zakresie projektowania i technologii otrzymywania tworzyw konstrukcyjnych, przydatnych w budowie elementów oraz układów optycznych i optoelektronicznych. Wśród materiałów optycznych i optoelektronicznych wyróżnia się grupy przeznaczone dla nadfioletu, obszaru widzialnego oraz bliskiej, średniej i dalszej podczerwieni, której górna granica $\lambda = 12 \mu\text{m}$ w praktyce optoelektronicznej rzadko jest przekraczana [5]. Materiały optyczne klasyfikowane są również na: szkła, dewitryfikaty, ceramiczne tworzywa optyczne, monokryształy, tworzywa sztuczne i ciekłe kryształy [3].

W rodzinie ciał optycznych szczególne miejsce zajmują materiały ferroelektryczne [6], które znajdują co raz szersze zastosowanie w optoelektronice. Dotyczy to zwłaszcza ferroelektryków cienkowarstwowych i ceramicznych. Wszystkie ferroelektryki charakteryzują się unikalnymi właściwościami dielektrycznymi (wysoka przenikalność elektryczna ϵ , pętla histerezy dielektrycznej, silna anizotropia właściwości fizycznych, nieliniowość itd.) a ferroelektryki przezroczyste dla światła wykazują równocześnie interesujące właściwości optyczne, w tym dwójłomność naturalną, silne efekty elektrooptyczne (Kerra i Pockelsa), efekty piezooptyczny, elastooptyczny i akustooptyczny oraz efekty magneto-optyczne (Faradaya i Cottona-Moutona) w ferromagnetycznych ferroelektrykach. Przełomem w rozwoju technologii optycznych i optoelektronicznych ferroelektryków było otrzymanie w 1967 r. przez Landa z Sandia Laboratories w USA [7,8] przezroczystej ceramiki typu PLZT o składach $(\text{Pb}_{1-y}\text{La}_y)(\text{Zr}_{1-x}\text{Ti}_x)\text{O}_3$. Pomimo iż od tego czasu nastąpił ogromny postęp technologiczny oraz wielokrotnie wzrosło zapotrzebowanie na materiały optoelektroniczne, w świecie istnieje niewiele ośrodków produkujących wysokiej jakości przezroczystą ceramikę ferroelektryczną. W Polsce próby otrzymania przezroczystej ceramiki podejmowane były przez Zakłady CERAD w Warszawie, lecz niestety skończyły się niepowodzeniem. W ostatnich latach autorzy opracowali w skali laboratoryjnej technologię otrzymywania przezroczystej ceramiki ferroelektrycznej PLZT x/65/35 [9-12].

Celem niniejszego artykułu jest przeanalizowanie na podstawie danych literaturowych i wyników badań własnych głównych czynników wpływających na wzrost optycznej przezroczystości ceramiki ferroelektrycznej ze szczególnym uwzględnieniem PLZT.

2. ODDZIAŁYWANIE ŚWIATŁA Z DIELEKTRYKIEM

Podstawową wielkością opisującą właściwości dielektryków w zakresie niskich częstotliwości jest przenikalność elektryczna:

$$\epsilon^* = \epsilon' - i\epsilon'' \quad (1)$$

gdzie:

- ε^* — zespolona przenikalność elektryczna;
 $\varepsilon' = \varepsilon$ — rzeczywista składowa przenikalności elektrycznej;
 ε'' — urojona składowa przenikalności elektrycznej.

Natomiast w zakresie częstotliwości optycznych ($\nu = 40 \cdot 10^{13} - 70 \cdot 10^{13} \text{ Hz}$; $\lambda = 0,75 - 0,43 \mu\text{m}$) rolę taką spełnia współczynnik załamania światła:

$$n^* = n' - in'', \quad (2)$$

gdzie:

- n^* — zespolony współczynnik załamania;
 $n' = n$ — rzeczywista składowa współczynnika załamania;
 $n'' = \chi$ — urojona składowa współczynnika załamania.

Na podstawie równań Maxwella można wykazać, że w zakresie częstotliwości optycznych słuszna jest następująca zależność:

$$(n^*)^2 = \varepsilon^*. \quad (3)$$

Po przejściu przez falę odległości $x = \lambda/2\pi$ jej amplituda zmniejszy się $\exp(-\chi)$ razy. Z tych to względów $n'' = \chi$ nazywane jest współczynnikiem ekstynkcji lub współczynnikiem tłumienia amplitudy. Tłumienie to wywołane jest zarówno absorpcją jak i rozpraszaniem światła.

Zmniejszaniu się amplitudy wektora $\vec{E}$ towarzyszy równoczesne zmniejszanie się natężenia światła (I) wnikającego w dielektryk na głębokość x [13,14]:

$$I = I_o \exp\left(-\frac{2n\chi\omega}{c}x\right). \quad (4)$$

Po podstawieniu do równania (4) $\alpha = \frac{2n\chi\omega}{c}$ otrzymuje się:

$$I = I_o \exp(-\alpha x), \quad (5)$$

gdzie:

α — współczynnik pochłaniania światła, lub absorpcji światła.

Istnieje ścisły związek między współczynnikiem ekstynkcji (χ) fali elektromagnetycznej i współczynnikiem pochłaniania (α) światła.

Jeśli dla jakiegoś dielektryka wartości α i χ są małe, to oznacza, że dielektryk ten jest przezroczysty a więc przepuszcza światło. Miarą przezroczystości ośrodka jest współczynnik przepuszczania (τ):

$$\tau = \frac{I}{I_o}, \quad (6)$$

gdzie:

- I — natężenie światła po opuszczeniu dielektryka;
 I_o — natężenie światła przed wejściem do dielektryka.

Wartość współczynnika przepuszczania (τ) dla danego dielektryka, podobnie jak wartość współczynnika pochłaniania (α) zależą od długości fali świetlnej (λ). Współczynnik pochłaniania jest sumą dwóch składowych:

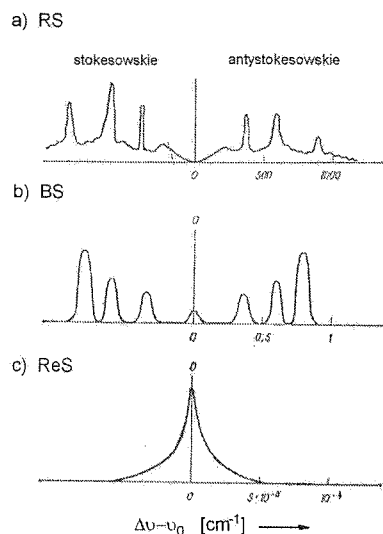
$$\alpha = \alpha_a + \alpha_s, \quad (7)$$

gdzie:

- α_a — współczynnik pochłaniania związany ze zjawiskami absorpcji światła w dielektryku;
 α_s — współczynnik pochłaniania związany z procesem rozpraszania światła w dielektryku.

W widmie rozproszonego światła wydzielić można trzy obszary [15,16]:

- częstotliwości widma Ramana: $\Delta\tilde{\nu} = \tilde{\nu} - \tilde{\nu}_o = 10 - 3000\text{cm}^{-1}$;
- częstotliwości widma Brillouina: $\Delta\tilde{\nu} = 1 - 0,05\text{cm}^{-1}$;
- częstotliwości widma Rayleigha: $\Delta\tilde{\nu} = 10^{-9} - 10^{-4}\text{cm}^{-1}$.



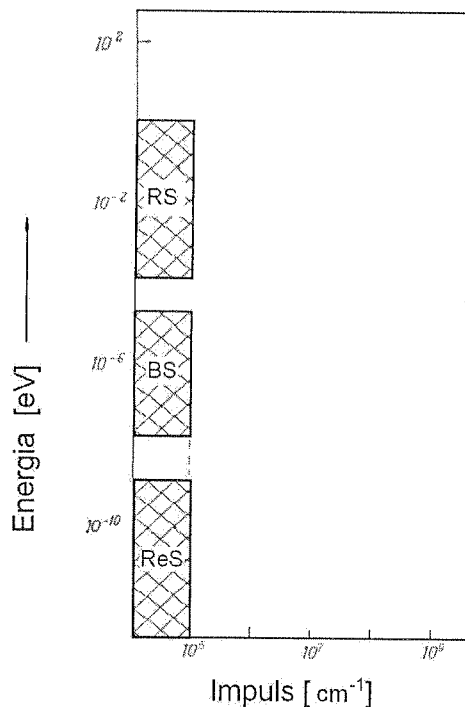
Rys. 1. Schematyczne przedstawienie widma rozpraszania światła w trzech różnych zakresach liczby falowej ($\Delta\tilde{\nu} = \tilde{\nu} - \tilde{\nu}_o$) [14]: RS — rozpraszanie Ramana; BS — rozpraszanie Brillouina; ReS — rozpraszanie Rayleigha

Fig. 1. The light scattering spectrum for three different ranges of wave number ($\Delta\tilde{\nu} = \tilde{\nu} - \tilde{\nu}_o$) [14]: RS — Raman scattering; BS — Brillouin scattering; ReS — Rayleigh scattering

Zwykle widma przedstawiane są w postaci wykresu natężenia promieniowania rozproszonego w funkcji przesunięcia w stosunku do liczby falowej ($\tilde{\nu}_0$) odpowiadającej linii Rayleigha (rys. 1).

nie jak
Współ-

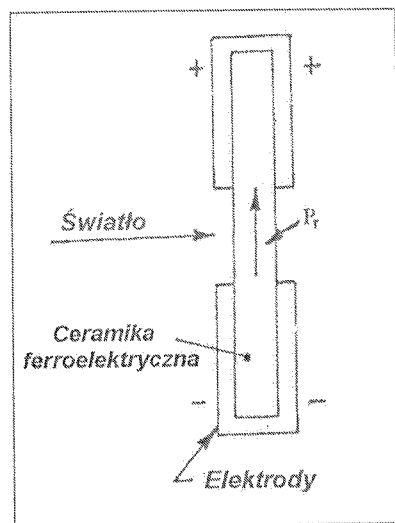
Interesujące jest, że stosunkowo małej zmianie liczby falowej impulsu optycznego ($10^4 - 10^5 \text{ cm}^{-1}$) odpowiada szeroki obszar energii ($10^{-13} - 10^1 \text{ eV}$), związany z trzema podstawowymi mechanizmami rozpraszania światła w dielektrykach (rys.2).



Rys. 2. Schematyczny diagram ilustrujący zakresy energii i impulsu, odpowiadające trzem różnym mechanizmom rozpraszania światła [14]: RS — rozpraszanie Ramana; BS — rozpraszanie Brillouina; ReS — rozpraszanie Rayleigha

Fig. 2. Conventional scheme illustrating the ranges of energy and pulse conforming to the three different mechanisms of the light scattering [14]: RS — Raman scattering; BS — Brillouin scattering; ReS — Rayleigh scattering

W niektórych materiałach (monokryształach i w polikryształach) mogą występować specyficzne centra rozpraszania światła. W optycznej ceramice mogą nimi być granice międzyziarnowe, a w ferroelektrykach — ściany domenowe. W ceramicznych ferroelektrykach centra te występują równocześnie. Strukturą domenową, a tym samym, procesem rozpraszania światła, można jednak sterować za pomocą oddziaływań zewnętrznych (np. zewnętrznym polem elektrycznym $\vec{E}_o$). Idea ta stała się podstawą budowy zaworów świetlnych (rys.3).



Rys. 3. Schemat budowy i działania poprzecznego zaworu świetlnego [16]

Fig. 3. Scheme of the construction and the operation of the transverse light valve [16]

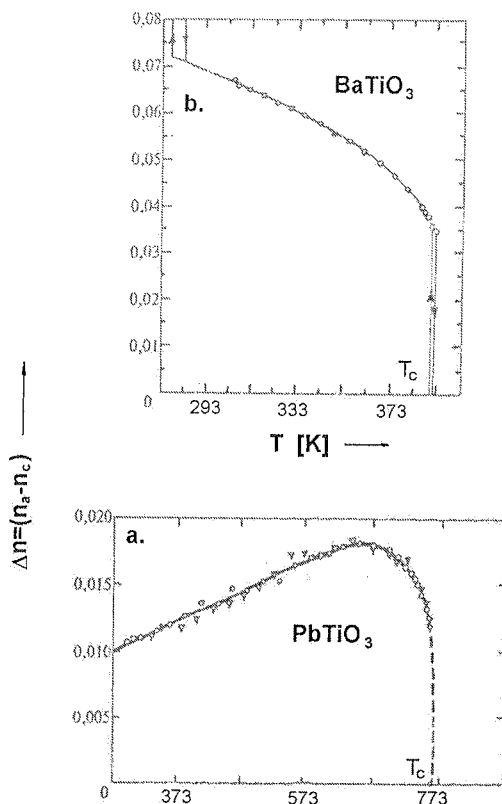
3. ROZPRASZANIE I ABSORPCJA ŚWIATŁA W FERROELEKTRYCZNEJ CERAMICE

Materiały ferroelektryczne (mono- i polikrystaliczne) należą do rodziny kryształów niecentrosymetrycznych (20 klas symetrii). Są piezo- i piroelektrykami, wykazują dwójłomność optyczną (rys.4), silne efekty elektrooptyczne (liniowy efekt Pockelsa i kwadratowy efekt Kerra), pamięć elektrooptyczną oraz efekty piezo-, elasto- i magneto-optyczne (Faradaya i Cottona-Moutona) [13].

Pierwszymi ferroelektrykami wykorzystanymi w optoelektronice były monokryształy BaTiO_3 , LiNbO_3 , LiTaO_3 , TGS, sól Seignette'a i inne [17].

Od 1967 roku [7] w coraz większej skali miejsce monokryształów ferroelektrycznych zajmuje przezroczysta ceramika ferroelektryczna. W ciągu ostatnich 30 lat opatentowano około 200 różnych układów typu $(A'A''A''')(B'B''B''')\text{O}_3$ i 700 różnych składów chemicznych przezroczystej ceramiki ferroelektrycznej [6,18,19].

Czynnikami wpływającymi na przezroczystość i anizotropię optyczną ceramiki ferroelektrycznej są: chemiczna jednorodność, porowatość, wtrącenia innych faz (np. $\text{La}_2\text{Zr}_2\text{O}_7$ w PLZT), rozmiar ziarn (r), jednorodność rozmiarów ziarn, grubość próbek (optymalna: $d < 200 \mu\text{m}$), długość fali (optymalna $\lambda = 0,380 \mu\text{m}$), stan spolaryzowania ceramiki, przewodnictwo elektryczne w ciemności (optymalne: $\sigma < 10^{-14} \Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$; przy $\sigma = 10^{-13} \Omega^{-1}\text{cm}^{-1}$ znaczne pochłanianie światła — ceramika zabarwiona), jed-



Rys. 4. Zależność współczynników dwójłomności $\Delta n = n_a - n_c$ (n_a i n_c — współczynniki załamania wzdłuż osi a i c) od temperatury (T) dla monokryształów PbTiO_3 (a) i BaTiO_3 (b) [17]

Fig. 4. Dependence of the birefringence coefficients $\Delta n = n_a - n_c$ (n_a i n_c - the refraction indexes along a i c axis) on temperature (T) for PbTiO_3 (a) i BaTiO_3 (b) monocrystals [17]

norodność rozkładu przestrzennego wakansów sieciowych (kationowych i anionowych) oraz skład chemiczny, struktura krystaliczna i struktura domenowa ceramiki (w przypadku $x/y/z$ PLZT — największa przepuszczalność dla : ($x = 8 - 16\text{at.}\%$)/65/35 PLZT i ($x = 22 - 28\text{at.}\%$)/10/90 PLZT).

W zdepolaryzowanej ceramice ferroelektrycznej domeny wewnątrz kryształitów są zorientowane jednakowo prawdopodobnie we wszystkich kierunkach, dlatego taka ceramika w skali makroskopowej wykazuje właściwości izotropowe. W wyniku polaryzowania następuje:

- reorientacja domen w kryształitach ceramiki, która uzyskuje polarność i symetrię ∞mm oraz staje się anizotropowa, w tym również na oddziaływania słabych pól elektromagnetycznych (np. światła);
- zmniejszenie liczby granic domenowych przecinających wiązkę światła;

- ujednorodnienie orientacji osi polarnych poszczególnych krystalitów;
- usunięcie lokalnych niejednorodności polaryzacji szczątkowej (minimalne rozpraszanie światła — w stanie nasycenia szczątkowej polaryzacji; maksymalne — w stanie depolaryzacji polem).

W ferroelektrycznej ceramice optycznej małe jej obszary ($25 \times 25 \mu\text{m}$) można polaryzować i przepolaryzować niezależnie. Właściwości lokalnie różnie spolaryzowanych obszarów wykazują dużą stabilność czasową (słabe starzenie). Obszary te można w dowolnym momencie przepolaryzować zewnętrznymi impulsami. Każdy zatem mikroobszar spolaryzowanej ceramiki może funkcjonować jako optyczna migawka, zawór lub filtr świetlny [20-28].

Płytki spolaryzowanej drobnoziarnistej ceramiki (np. typu PLZT) wykazują symetrię rombowa względem osi optycznej pokrywającej się z kierunkiem osi polarnej (kierunkiem elektrycznej polaryzacji $\vec{P}_r$). Efektywna jej dwójłomność zależy od wartości polaryzacji szczątkowej (P_R) ceramiki i od natężenia zewnętrznego stałego pola elektrycznego (E_o).

Wpływ procesu polaryzowania na właściwości optyczne i elektrooptyczne ceramiki ferroelektrycznej zależy od jej mikrostruktury, a szczególnie od średnich rozmiarów ziarn ($\bar{r}$). Gruboziarnista, elektrycznie spolaryzowana ceramika ($\bar{r} > 2 \mu\text{m}$) wykazuje dwójłomność i depolaryzuje przepuszczane przez nią światło, spolaryzowane w wyniku wielokrotnego wewnętrznego odbicia; kątowny rozkład natężenia przepuszczanego światła silnie zależy od kierunku elektrycznego spolaryzowania ceramiki. Drobnoziarnista, elektrycznie spolaryzowana ceramika ($\bar{r} < 2 \mu\text{m}$), nie depolaryzuje przechodzącego światła lecz również wykazuje dwójłomność. Mniejszy współczynnik załamania odpowiada polarnej osi (∞) ceramiki, a większy — dowolnemu kierunkowi w płaszczyźnie prostopadłej do osi polarnej. Taka charakterystyka przepuszczania światła elektrycznie spolaryzowanej ceramiki jest analogiczna z charakterystyką optycznie ujemnych jednoosiowych kryształów.

Kątowny rozkład natężenia światła przechodzącego przez płytkę ceramiczną (profil rozpraszania) wykazuje, że jeśli polarna oś spolaryzowanej ceramiki jest prostopadła do powierzchni płytki, to maksimum rozpraszania przypada na kąt $\theta = 2^\circ$ (bliski zeru). Jeśli oś polarna znajduje się w płaszczyźnie płytki to obserwuje się szerokie maksimum rozpraszania przypadające na znacznie większy kąt θ (rys. 5). Na przykładzie ceramiki 65/35 PZT domieszkowanej 2 at.% Bi wykazano, że rozpraszanie światła jest zależne nie tylko od orientacji $\vec{P}_R$ względem kierunku rozchodzącej się wiązki światła, lecz również od długości fali światła λ (rys. 6) i grubości płytek ceramicznych d (rys. 7).

Przyłożenie do przezroczystej ceramiki ferroelektrycznej pola elektrycznego ($\vec{E}_o$) lub naprężeń mechanicznych (σ) wywołuje wzrost liczby domen zorientowanych głównie wzdłuż kierunku pola ($\vec{E}_o$). Zmniejsza się w ten sposób liczba ścian domenowych przecinanych przez wiązkę przechodzącego światła. Wzdłuż kierunku pola ($\vec{E}_o$) zostają zorientowane również osie optyczne domen, co jest równoznaczne ze zmniejszeniem zakresu zmian Δn . Zmiany N i Δn , wywołane zewnętrznym polem elektrycznym, są

przyc
i elek

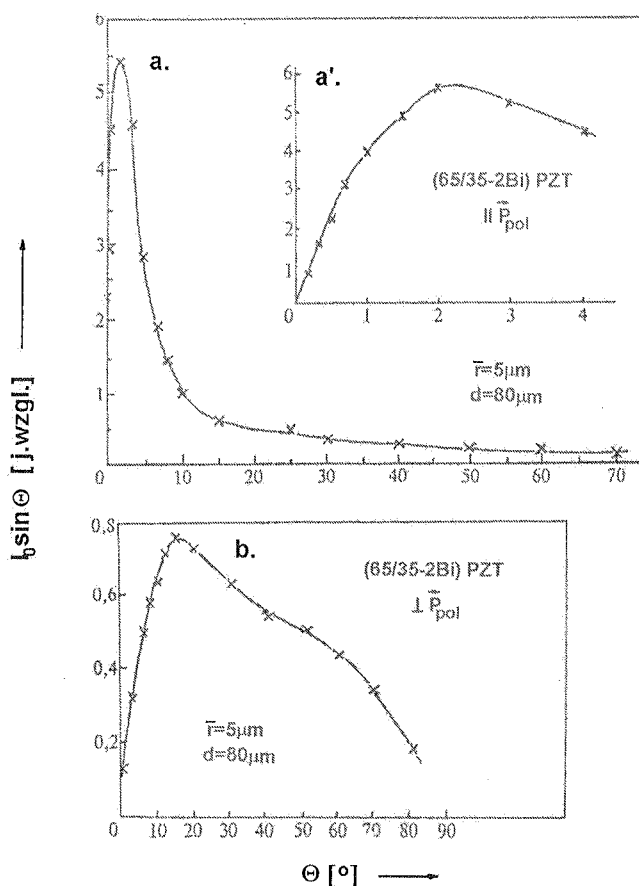
Rys. 5
płytki

Fig. 5. I
($d = 8$)

pr

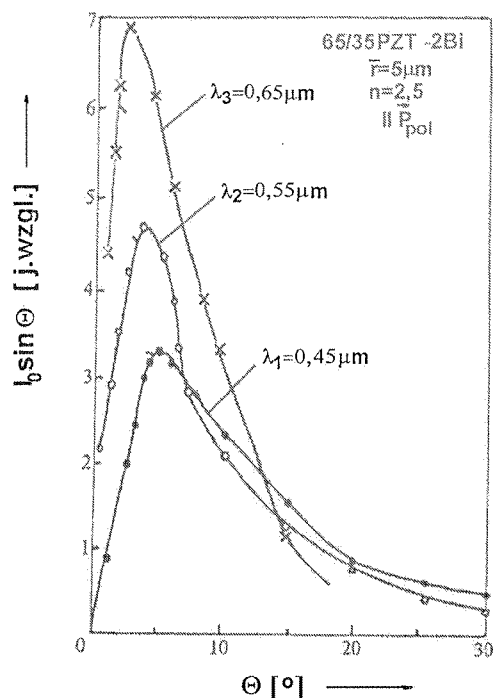
z

przyczyną różnic w rozpraszaniu światła w ceramice elektrycznie spolaryzowanej (EP) i elektrycznie zdepolaryzowanej (ED) — rys. 8.



Rys. 5. Intensywność rozpraszania światła ($I_o \sin \theta$) przechodzącego przez gruboziarnistą ($r = 5 \mu m$) płytkę ceramiczną ($d = 80 \mu m$) o składzie $Pb_{0,99}Bi_{0,02}(Zr_{0,65}Ti_{0,35})_{0,98}O_3$ [20]: a — światło pada równoległe do kierunku polaryzacji ($\vec{P}_{pol}$) płytki, czyli prostopadłe do jej powierzchni; a' — zależność $I_o \sin \theta$ w zakresie małych kątów odchylenia od kierunku padającej wiązki światła (θ); b — światło pada prostopadłe do kierunku polaryzacji ($\vec{P}_{pol}$) płytki, czyli w płaszczyźnie płytki

Fig. 5. Intensity of the light scattering ($I_o \sin \theta$) crossing by the coarse-grained ($r = 5 \mu m$) ceramic plate ($d = 80 \mu m$) with the chemical composition $Pb_{0,99}Bi_{0,02}(Zr_{0,65}Ti_{0,35})_{0,98}O_3$ [20]: a — light beam goes parallel to direction of polarization ($\vec{P}_{pol}$), that is perpendicular to the surface of the plate; a' — the dependence of $I_o \sin \theta$ in the range of small angles of deflection from direction of the incident light beam (θ); b — light goes perpendicular to the direction of polarization ($\vec{P}_{pol}$), that is in a plane of the plate



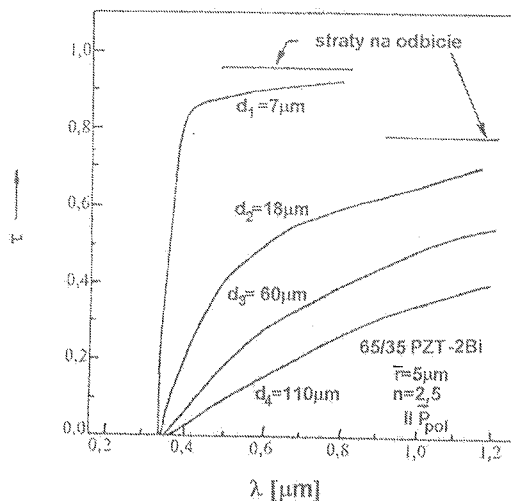
Rys. 6. Zależność intensywności rozpraszania światła ($I_0 \sin \theta$) padającego na spolaryzowaną płytkę ceramiczną 65/35 PZT -2Bi ($\bar{r} = 5 \mu\text{m}$, $d = 60 \mu\text{m}$) od kąta rozpraszania (θ) i długości fali światła (λ) [20]

Fig. 6. Dependence of the light scattering intensity ($I_0 \sin \theta$) on scattering angle (θ) and on the light wavelength (λ) for poling 65/35 PZT -2Bi ceramics ($\bar{r} = 5 \mu\text{m}$, $d = 60 \mu\text{m}$) [20]

Dla objaśnienia zależności rozpraszania światła od stanu ferroelektrycznej polaryzacji w ceramice przedstawiono najpierw rayleighowski model rozpraszania [29]. Założono w nim, że w rozpraszaniu uczestniczą wszystkie atomy i w nieobecności periodycznej struktury domenowej suma amplitudy rozpraszanego światła jest równa zero. W przypadku periodycznego rozkładu 180° ścian domenowych suma ta może być różna od zera. Wiadomo, że orientacja takich ścianek i odległości między nimi zależą od elektrycznej polaryzacji. Model ten jest w dużej mierze abstrakcyjny ponieważ:

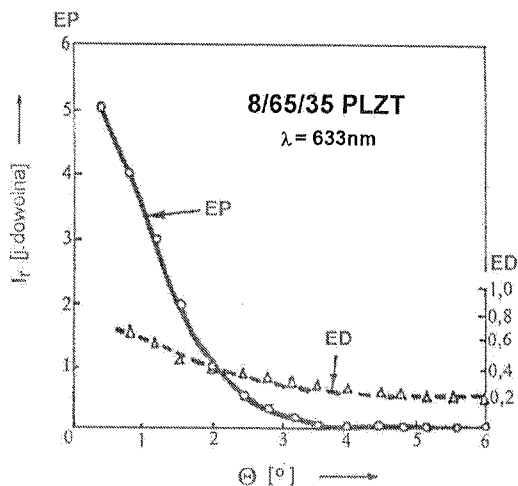
- nie uwzględnia obserwowanej depolaryzacji rozpraszanego światła;
- przewiduje silne wsteczne rozpraszanie światła, czego nie obserwuje się eksperymentalnie.

Inny model rozpraszania światła w ceramicznych ferroelektrykach przyjmuje teoria rozpraszania Rayleigha-Hansa [30]. W modelu tym ośrodek optyczny rozpatrywany jest jako dielektryk z przypadkowo rozłożonymi niejednorodnościami optycznymi. Model ten pozwala otrzymać analityczne zależności katowego rozkładu rozpraszanego światła



Rys. 7. Zależność współczynnika przepuszczania światła (τ) od długości fali (λ) dla gruboziarnistej ($\bar{r} = 5 \mu\text{m}$) ceramiki 65/35 PZT -2Bi o różnej grubości ($d = 7 - 110 \mu\text{m}$) i spolaryzowanej prostopadle do powierzchni próbek (równoległe do padającej wiązki światła) [20]

Fig. 7. Dependence of the light transmittance coefficient (τ) on the wavelength (λ) for coarse-grained ($\bar{r} = 5 \mu\text{m}$) 65/35 PZT -2Bi ceramics of a different thickness ($d = 7 - 110 \mu\text{m}$). Ceramics were poling perpendicularly to the sample surface (parallel to incident light beam) [20]



Rys. 8. Rozpraszanie światła o długości fali $\lambda = 633\text{nm}$ w elektrycznie spolaryzowanej (EP) i elektrycznie zdepolaryzowanej (ED) ceramice 8/65/35 PLZT [23]

Fig. 8. The light scattering of the wavelength $\lambda = 633\text{nm}$ in electrical polarized (EP) and depolarized (ED) 8/65 / 35 PLZT ceramics [23]

w ceramice ferroelektrycznej w zależności od stanu polaryzacji. W ramach tego modelu otrzymano dobrą zgodność z eksperymentem przy przejściu fali świetlnej wzdłuż kierunku spolaryzowania i dla stanu elektrycznie zdepolaryzowanego (ED), lecz słabą zgodność dla stanu termicznie zdepolaryzowanego (TD).

Bardziej adekwatnie efekty rozpraszania światła w ferroelektrycznej ceramice opisuje teoria przedstawiona w pracy [19]. Teoria ta oparta jest na bezpośredniej analizie matematycznej wielokrotnych odbić i załamania światła na licznych przypadkowo zorientowanych granicach krystalitów i domen. Ceramika jest bowiem rozpatrywana jako zbiór przypadkowo zorientowanych przezroczystych krystalitów.

W teorii tej rozpatrywana jest funkcja prawdopodobieństwa rozkładu natężenia światła $\psi_1(\theta)$, opisująca oddziaływanie na główną wiązkę jednej przypadkowo zorientowanej ściany domenowej. Część padającego światła odbija się lub załamuje na tej ścianie domenowej. Całkując funkcję prawdopodobieństwa $\psi_1(\theta)$ po całkowitym przekroju wiązki (S) można otrzymać funkcję rozkładu natężenia rozproszonego światła:

$$I(\theta) = \int_S \psi_1(\theta) dS. \quad (8)$$

Jeśli liczba granic domenowych (N) jest dostatecznie duża ($N > 20$) to rozkład natężenia światła rozproszonego przed wyjściem z ceramiki $G(\theta)$ można opisać funkcją Gaussa o szerokości połówkowej Δ :

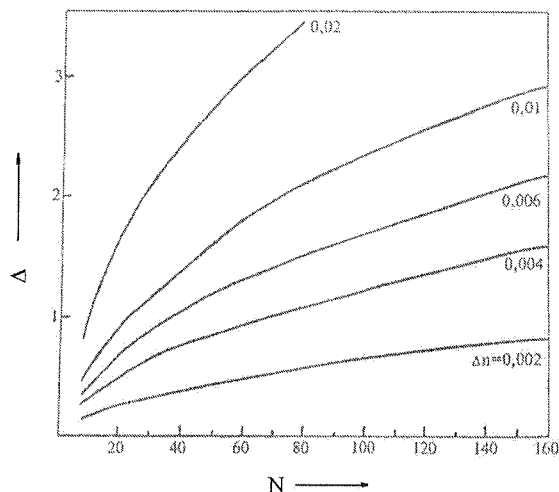
$$G(\theta) = A \exp(-\theta^2/2\Delta^2). \quad (9)$$

Stopień rozpraszania światła w ceramice jest uwarunkowany przede wszystkim liczbą ścian domenowych (N) i zakresem zmian Δn . Zależność Δ od N i Δn można przedstawić w formie funkcji rozkładu natężenia rozproszonego światła dla danego Δn przy różnych N (rys. 9).

Zmianami N i Δn wyjaśnić można również zależność rozpraszania światła przechodzącego przez próbkę ceramiczną od jej grubości (różna liczba ścian domenowych N przecinanych przez wiązkę światła) oraz od długości fali światła (zmiana współczynnika dwójłomności Δn od długości fali λ) — rys.10.

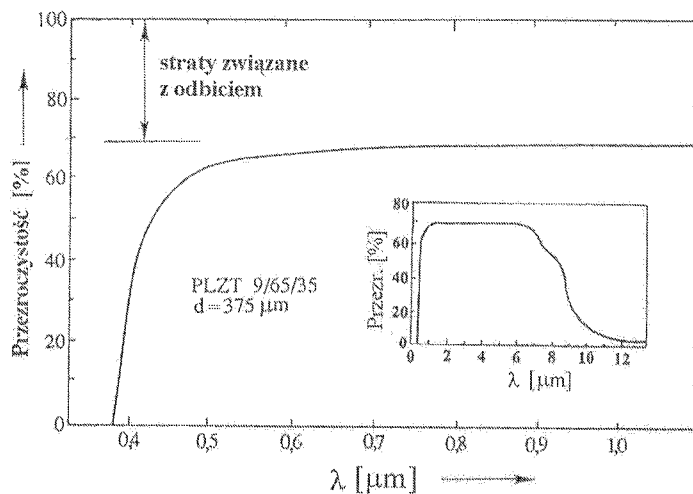
W ceramice obserwuje się również słabe fononowe rozpraszanie światła, uwarunkowane porami oraz niejednorodnościami i nierównościami powierzchni ceramiki.

Podczas przechodzenia liniowo spolaryzowanej wiązki światła przez gruboziarnistą ceramikę ferroelektryczną (np. typu $x/y/x$ PLZT), będącą w elektrycznie zdepolaryzowanym stanie ($P_r = 0$), fala świetlna depolaryzuje się. Pomimo, że w takiej ceramice brak szczątkowej dwójłomności w kierunku prostopadłym do powierzchni próbki, to w kierunku równoległym do powierzchni próbki mała szczątkowa dwójłomność jest zachowana. Wartość tej szczątkowej dwójłomności można określić na przykład za pomocą poprzecznego zaworu elektrycznego, mierząc opóźnienie wiązki świetlnej padającej na próbkę prostopadle do kierunku szczątkowej polaryzacji $\vec{P}_r$ (rys.7). Metodą tą, dla $\vec{P}_r = 0$ w płaszczyźnie równoległej do powierzchni próbki, stwierdzono małą



Rys. 9. Zależność szerokości połówkowej (Δ) gausowskiego rozkładu rozproszonego światła [$G(\theta) = A \exp(-\theta^2/2\Delta^2)$] tuż przed wyjściem z ceramiki od liczby granic domenowych (N) dla kilku zakresów różnic wartości współczynników załamania $\Delta n (0 \leq \Delta n \leq \Delta n_{max})$ [19]

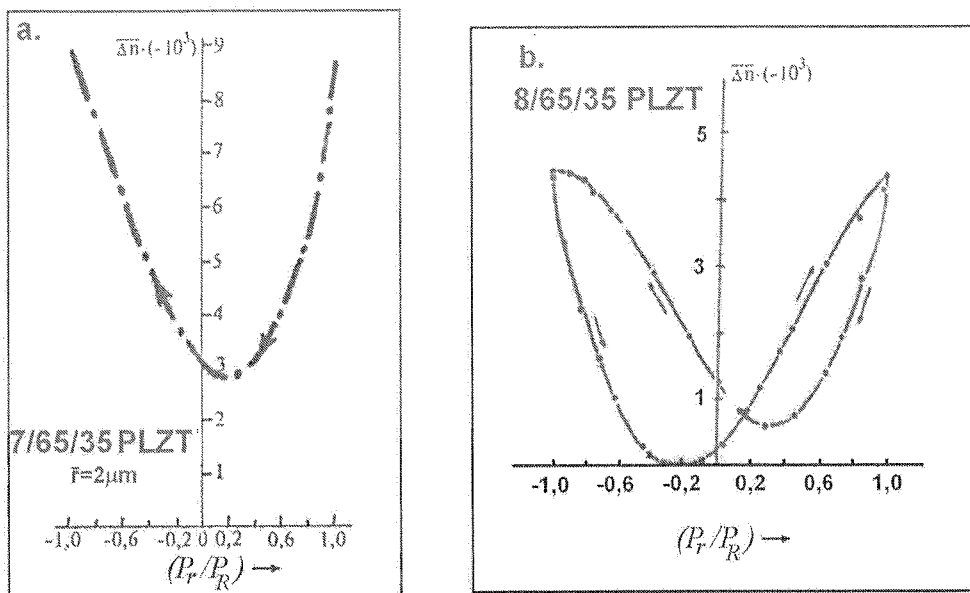
Fig. 9. Dependence of half-width of Gaussian distribution (Δ) of the light scattering [$G(\theta) = A \exp(-\theta^2/2\Delta^2)$] near to the ceramics output, on a number domain boundaries (N) for several ranges of differences value of the refractive indexes $\Delta n (0 \leq \Delta n \leq \Delta n_{max})$



Rys. 10. Zależność przezroczystości ceramiki 9/65/35 PLZT od długości fali świetlnej (λ) w zakresie widzialnym i podczerwonym [22]

Fig. 10. Dependence of the transparency on the length of the light wave (λ) for 9/65 / 35 PLZT ceramics in the visible and infra-red range [22]

szczątkową dwójłomność (Δn) w płaszczyźnie prostopadłej do $\vec{P}_r$ w ceramice 7/65/35 PLZT i 8/65/35 PLZT (rys.11) [16,27,28].



Rys. 11. Zależność średniego współczynnika dwójłomności ($\overline{\Delta n}$) od znormalizowanej polaryzacji szczątkowej (P_r/P_R) dla drobnoziarnistej ($\bar{r} = 2 \mu\text{m}$) ceramiki: (a) — 7/65/35 PLZT [16]; (b) — 8/65/35 PLZT [27,28]

Fig. 11. Dependence of average birefringence coefficient ($\overline{\Delta n}$) on normalized residual polarization (P_r/P_R) for the fine-grained ($\bar{r} = 2 \mu\text{m}$) ceramics: (a) — 7/65 / 35 PLZT [16]; (b) — 8/65 / 35 PLZT [27,28]

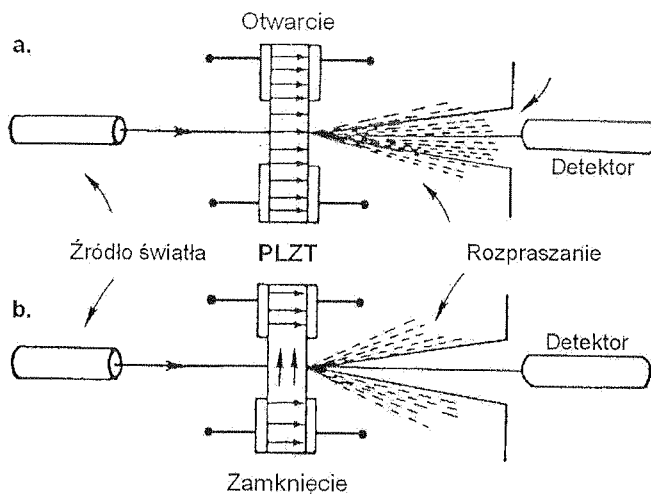
Land i Holland [26] wykazali za pomocą specjalnej aparatury (rys.12), że można kontrolować rozpraszanie światła przechodzącego przez ceramikę PLZT za pomocą pola elektrycznego. Jeśli kierunek polaryzacji ($\vec{P}_r$) jest prostopadły do powierzchni próbki ceramicznej to w poprzek przechodzi przez nią maksymalny strumień rozproszonego światła (rys.12a); natomiast jeśli kierunek polaryzacji ($\vec{P}_r$) jest równoległy do powierzchni próbki ceramicznej, to na wskroś przechodzi przez nią bardzo mała część rozproszonej wiązki światła (rys.12b). Badania przeprowadzone tą metodą dla ceramiki 7/65/35 PLZT ($\bar{r} = 3 \mu\text{m}$; $d = 375 \mu\text{m}$) pozwoliły otrzymać zależność między znormalizowaną przepuszczalnością światła (stosunkiem $\tau_{\text{max}}/\tau_{\text{min}}$) a znormalizowaną polaryzacją (P_r/P_R) [24,25]. Stosunek $\tau_{\text{max}}/\tau_{\text{min}}$ wahał się w granicach od 100% dla $(P_r/P_R) = 1$ (ujemne lub dodatnie) do 1% dla $P_r = 0$ (rys. 13). Obserwowany efekt został wykorzystany w budowie urządzenia zwanego CERAMPIC (bez polaryzatora światła), a służącego do wyświetlania zapamiętanych obrazów (ang. *image storage - display*) [6]. W przypadku promieniowania rozproszonego pod kątem θ stosuje się

Rys.

Fig.

pojęci

W
bek PL
silną z
łomnoś
 Δn gw
zdepol
niem s
zakres
Fe
mogą c
(np. St
(np. PZ
półprze
przerw
tła w fe



Rys. 12. Schemat układu do elektrycznego sterowania rozpraszaniem światła w ceramice PLZT [28]

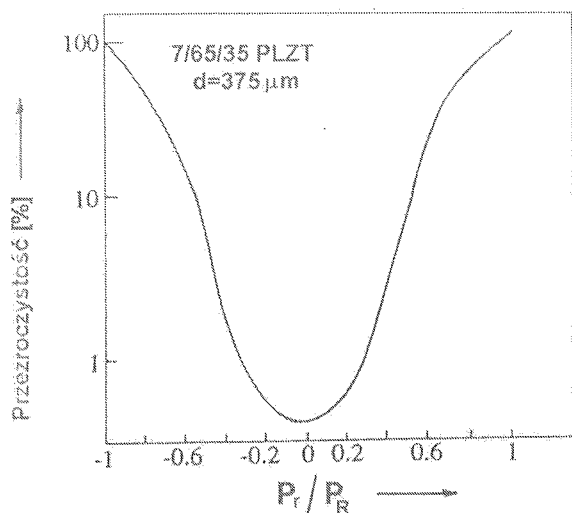
Fig. 12. The scheme of electric control system for the light scattering in the PLZT ceramics [28]

pojęcie średniego współczynnika dwójłomności ($\Delta\bar{n}$):

$$\Delta\bar{n} = \langle \Delta n(\theta) \rangle = n_o - \left[\left(\frac{\cos^2 \theta}{n_o^2} + \frac{\sin^2 \theta}{n_e^2} \right)^{-1} \right]^{1/2}. \quad (10)$$

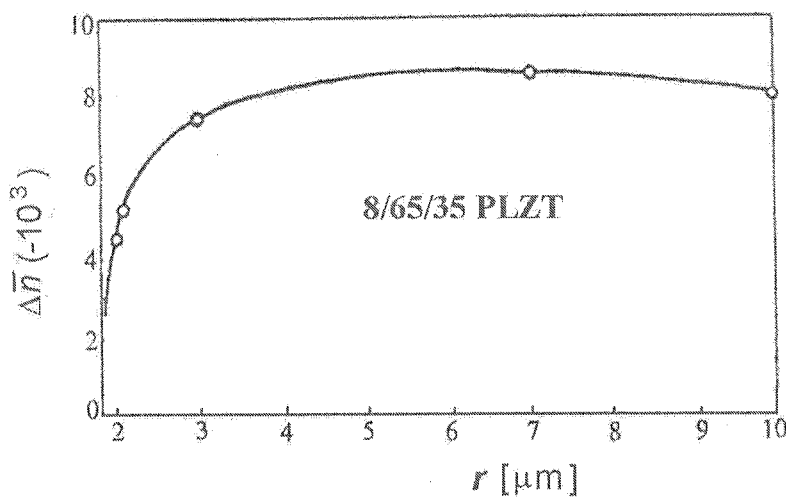
Wartości średnich współczynników dwójłomności $\Delta\bar{n}$, wyznaczone dla wielu próbek PLZT w stanie termicznej depolaryzacji (poprzez wyprażanie w $T > T_c$), wykazują silną zależność od rozmiarów ziarn r (rys.14). Dla ziarn $r > 3 \mu\text{m}$ współczynnik dwójłomności praktycznie nie zmienia się ze wzrostem r , natomiast dla $r < 3 \mu\text{m}$ wartość Δn gwałtownie maleje. Jedną z interpretacji takiego zachowania się drobnoziarnistej i zdepolaryzowanej termicznie ceramiki PLZT wiąże spadek wartości $\Delta\bar{n}$ ze zwiększeniem się w drobnoziarnistej ceramice koncentracji fazy tzw. *szkła dipolowego*, które w zakresie właściwości optycznych wykazuje centrosymetryczność [32,33].

Ferroelektryki monokrystaliczne ze względu na przewodnictwo elektryczne należą do rodziny dielektryków (np. BaTiO_3) lecz również do rodziny półprzewodników (np. SbSI). Ceramiczne ferroelektryki tlenooktaedryczne o strukturze perowskitu (np. PZT i PLZT) wykazują właściwości pośrednie między typowymi dielektrykami a półprzewodnikami, zachowując się jak „*półdielektryki*” lub półprzewodniki o szerokiej przerwie energetycznej i małej ruchliwości nośników ładunku [34,35]. Absorpcja światła w ferroelektrykach jest uwarunkowana przede wszystkim ich stanem elektrycznym.



Rys. 13. Zależność znormalizowanej przezroczystości od znormalizowanej polaryzacji szczątkowej (P_r/P_R) dla ceramiki 7/65/35 PLZT o grubości $d = 375 \mu\text{m}$ [25]

Fig. 13. Dependence of normalized transparency on normalized residual polarization (P_r/P_R) for 7/65 / 35 PLZT ceramics, with the thickness about $d = 375 \mu\text{m}$ [25]



Rys. 14. Zależność efektywnej dwójłomności ($\overline{\Delta n}$) od rozmiarów ziarn (r) w przezroczystej ceramice 8/65/35 PLZT [23]

Fig. 14. Dependence of the effective birefringence ($\overline{\Delta n}$) on the grain sizes (r) in transparent 8/65/ 35 PLZT ceramics [23]

zmy

I. Ro

ra

tó

I

 $(\bar{r} <$

Wyst

nej ($\bar{r}$

na gr

optyc

stalite

fazie

izotro

czynn

podgr

Nator

razy.

wywo

parae

II. Ro

ws

V

ścią.

kretno

cie po

Efekt

ze zm

związ

towar

z różn

parael

minim

III. R

R

0,1 λ do λ^{-1}

4. PODSUMOWANIE

W optycznej ceramice ferroelektrycznej wyróżnić można cztery główne mechanizmy rozpraszania światła.

I. Rozpraszanie światła uwarunkowane domieszkami w ceramice oraz jej strukturalną i stechiometryczną (chemiczną) niejednorodnością na granicach krystalitów.

Efekt ten zarówno w ceramice gruboziarnistej ($\bar{r} > 2 \mu\text{m}$) jak i drobnoziarnistej ($\bar{r} < 2 \mu\text{m}$) nasila się wraz ze zmniejszaniem się średnich rozmiarów krystalitów. Występuje on zarówno w fazie ferroelektrycznej ($T < T_c$) jak i w fazie paraelektrycznej ($T > T_c$). W drobnoziarnistej ceramice występuje więcej centrów rozpraszania na granicach krystalitów, dlatego taka ceramika w fazie paraelektrycznej jest mniej optycznie przezroczysta niż ceramika gruboziarnista. Rozpraszaniu na granicach krystalitów towarzyszy słaba depolaryzacja światła przechodzącego przez ceramikę. W fazie paraelektrycznej zarówno grubo- jak i drobnoziarnista ceramika jest optycznie izotropowa i nie wpływa na polaryzację przechodzącego przez nią światła. Współczynnik przezroczystości (transmisji) dla światła wzrasta dziesiątki razy w wyniku podgrzewania gruboziarnistej ceramiki od temperatury pokojowej do punktu Curie. Natomiast współczynnik ten w ceramice drobnoziarnistej także wzrasta ale tylko kilka razy. Wzrost współczynnika transmisji w $T > T_c$ w grubo- i drobnoziarnistej ceramice wywołany jest nieobecnością innych możliwych mechanizmów rozpraszania w fazie paraelektrycznej.

II. Rozpraszanie światła w ferroelektrycznej ceramice związane z dyskretnością współczynnika załamania na granicach krystalitów.

W fazie ferroelektrycznej poszczególne krystality charakteryzują się dwójłomnością. Różnica krystalograficznych orientacji sąsiednich krystalitów prowadzi do dyskretności (nieciągłości) współczynników załamania światła na granicach. W rezultacie podczas przechodzenia przez ceramikę światło wielokrotnie się odbija i załamuje. Efekt występuje zarówno w ceramice grubo- i drobnoziarnistej, lecz nasila się wraz ze zmniejszeniem się średnich rozmiarów krystalitów. Taki mechanizm rozpraszania związany jest z małą depolaryzacją rozpraszanego światła. Wzrostowi kąta rozpraszania towarzyszy zwiększenie stopnia depolaryzacji światła. Efekty rozpraszania związane z różną dwójłomnością poszczególnych krystalitów są zależne od temperatury: w fazie paraelektrycznej ($T > T_c$) wpływ ceramiki na polaryzację padającego światła jest minimalny, natomiast wzrasta znacząco w $T < T_c$.

III. Rozpraszanie rayleighowskie światła na 180° ścianach domenowych.

Rozpraszanie rayleighowskie światła zachodzi na cząstkach nie większych niż $0,1 \lambda$, rośnie wraz z liczbą cząstek, maleje z długością fali światła proporcjonalnie do λ^{-4} , zwiększa się wraz ze wzrostem objętości cząstek wywołujących rozproszenie

odpowiednio do kwadratu ich objętości (V^2), nie towarzyszy mu zmiana częstotliwości światła, nie zależy od gęstości energii przechodzącego światła, natężenie światła rozpraszanego wprzód i wstecz jest jednakowe, a rozkład przestrzenny energii rozproszonej zależy nie tyle od długości fali, co od stosunku długości fali do wielkości cząstek rozpraszających (λ/r).

Kątowy rozkład natężenia światła rozproszonego zmienia się według zależności:

$$I_{sp} = I_o(1 + \cos^2 \varphi), \quad (11)$$

gdzie:

φ — kąt rozpraszania

I_{sp} — natężenie światła rozproszonego pod kątem φ ,

I_o — natężenie światła padającego.

Indyktrysa światła rozproszonego jest symetryczna względem kierunku światła padającego i wykazuje symetrię obrotową względem osi normalnej do kierunku padania.

W ferroelektrycznej ceramice światło rozprasza się niezależnie na wszystkich jej atomach. Wypadkowe rozproszenie Rayleigha byłoby więc zerowe, gdyby periodyczna struktura 180° domen nie mogła modulować polaryzowalności atomowej takich materiałów w ten sposób, aby rozproszenie stało się możliwe. Rozpraszanie to zależy od orientacji i wzajemnej odległości 180° ścian domenowych, a więc również od kierunku spolaryzowania ceramiki. Rozpraszanie Rayleigha na 180° ścianach domenowych zachodzi przede wszystkim w gruboziarnistej ceramice, gdyż tylko w dużych kryształach grupy periodycznych jednakowo zorientowanych 180° domen będą występować w odległościach wynoszących kilka długości fali świetlnej. Kryterium występowania rozpraszania Rayleigha na 180° ścianach domenowych jest spełnienie zależności natężenia światła rozproszonego od długości fali optycznej ($I_s \sim 1/\lambda^4$) i od polaryzacji ceramiki ($I_s \sim P^4$).

IV. Rozpraszanie światła uwarunkowane ściankami domenowymi o zróżnicowanych naprężeniach wewnętrznych.

Zasadnicza różnica w rozpraszaniu światła w ceramice grubo- i drobnoziarnistej wiąże się z większą depolaryzacją przepuszczanego światła w ceramice gruboziarnistej. Mechanizm rayleighowskiego rozpraszania nie objaśnia depolaryzacyjnych efektów. Efekt depolaryzacji światła jest związany z wielokrotnymi odbiciami i załamaniem światła pod dużymi kątami, które to zjawiska mają miejsce w przypadku fazy romboedrycznej w 71° i 109° ścianach domenowych ze zróżnicowanymi naprężeniami. Tego typu ściany domenowe występują w gruboziarnistej ceramice, w której zachodzi depolaryzacja światła, natomiast nie występują one w drobnoziarnistej ceramice, w której efekt depolaryzacji światła jest bardzo słaby. W drobnoziarnistej ceramice o strukturze tetragonalnej, w której szerokość 90° ścian domenowych jest porównywalna

z rozmiarem krystalitów, występują tylko 180° domeny (brak innych typów domen). Jest to między innymi przyczyną różnej wartości przenikalności elektrycznej ceramiki grubo- i drobnoziarnistej ($n = \sqrt{\epsilon}$).

Otrzymanie wysokiej jakości optycznej i elektrooptycznej ceramiki ferroelektrycznej przydatnej w optoelektronice stanowi trudny i złożony problem technologiczny. Warunkiem powodzenia w tym zakresie jest z jednej strony dostęp do wysoko zaawansowanej technologii ceramicznej, a z drugiej strony dysponowanie podstawową wiedzą teoretyczną i praktyczną na temat tych czynników, które zwiększając rozpraszanie i absorpcję światła zmniejszają przezroczystość optyczną ceramiki ferroelektrycznej.

Podziękowania:

Praca naukowa finansowana była częściowo ze środków KBN w latach 2003- 2006 jako projekt badawczy Nr 4 T08D 020 24.

5. BIBLIOGRAFIA

1. A. Piekara: *Nowe oblicze optyki*. Warszawa, PWN 1968.
2. M. E. Lines, A. M. Glass: *Principles and application of ferroelectrics and related materials*. Oxford, Clarendon Press 1977.
3. A. Szwedowski: *Materialoznawstwo optyczne i optoelektroniczne*. Warszawa, WN-T 1996.
4. A. Oleś: *Metody doświadczalne fizyki ciała stałego*. Warszawa, WN-T 1998.
5. J. A. Savage: *Infrared optical materials and their antireflection coatings*. Bristol, Adam Hilger Ltd 1985.
6. Y. Xu: *Ferroelectric materials and their applications*. Amsterdam, North-Holland 1991.
7. C. E. Land: *Ferroelectric ceramic electrooptic storage and display devices*. Sandia Labs., Albuquerque, N.Mex., Tech.Rep. S.C.-R- 67-1219, Oct. 1967.
8. C. E. Land, P. D. Thacher: *Ferroelectric ceramic electrooptic materials and devices*. Sandia Labs., Albuquerque, N.Mex., Tech.Rep. S.C.-RR-68-866, Dec. 1968.
9. M. Płońska, D. Czekaj, Z. Surowiak, *Ceramika/Ceramics*, 66 (2001) 594.
10. M. Płońska, D. Czekaj, J. Plewa, Z. Surowiak, *Ceramika/Ceramics*, 71 (2002) 424.
11. M. Płońska, Z. Surowiak, *Ceramika/Ceramics*, 80 (2003) 469.
12. Z. Surowiak, K. Osińska, M. Płońska, D. Czekaj: *Ferroelectricity of $Pb(Zr_{0.5}Ti_{0.5})O_3$ fine particles synthesized by sol-gel method*. In: *Advances in Science and Technology*. Vol.33. Proc.of CIMTEC 2002. Ed. P.Vincenzini. Faenza, TECHNICA 2003, pp. 649-656.
13. J. C. Burfoot: *Ferroelectrics. An introduction to the physical principles*. New Jersey Toronto, Princeton 1967.
14. R. Blinc, B. Žekš: *Soft modes in ferroelectrics and antiferroelectrics*. Amsterdam, North-Holland Publishing Company 1974.
15. *Handbook of infrared materials*. Ed. P.Klocek. New York, Marcel Dekker 1991.
16. A. Krumins, A. Sternberg: *Transparent ferroelectric ceramics*. In: *Electrooptic and photorefractive materials*. Springer Verlag, 1987, pp. 50-71.
17. F. Jona, G. Shirane: *Ferroelectric crystals*. Oxford, Pergamon Press 1962.
18. E. G. Fesenko, V. G. Gavrilachenko, A. F. Semenchov: *Domennaya struktura mnogoosnykh kristallov*. Rostov-na-Donu, RGU 1974.
19. A. V. Gorish: *Piezoelektricheskie priborostroenie*. T.I. Red., Moskva, Radiotekhnika 1999, s.277.

20. C. E. Land, P. D. Thacher, *proc. IEEE*, 57, 5 (1969) 751.
21. G. H. Haertling, US Patent 3.666.666, 1972.
22. G. E. Haertling, *Ferroelectrics*, 75 (1987) 25.
23. C. E. Land, P. D. Thacher: *Electrooptic properties of Ba, Sn, La modified lead zirconate titanate ceramics*. In: *The physics of optoelectronic materials*. New York, Plenum 1971.
24. W. D. Smith, C. E. Land, *Appl.Phys.Lett.*, 20 (1972) 169.
25. C. E. Land, W. D. Smith, *Appl.Phys.Lett.*, 23 (1973) 57.
26. C. E. Land, R. Holland, *IEEE Spectrum*, 7, 2 (1970) 71.
27. G. H. Haertling, C. E. Land, *J.Amer.Ceram.Soc.*, 54 (1971) 1.
28. G. H. Haertling, *J.Amer.Ceram.Soc.*, 54 (1971) 303.
29. R. E. Nettleton, *J.Appl.Phys.*, 39 (1968) 3646.
30. Van der Kihlulst: *Rasseyanie sveta chasticami*. Moskva, IL 1961.
31. A. R. Shternberg: *Razrabotka, issledovanie i primenienie prozrachnoi segnetokeramiki*. Riga, LGU 1988.
32. C. N. W. Darlington, *Phys.Stat.Sol. (a)*, 113 (1989) 63.
33. Ya. B. Bogosova, G. M. Konstantinov, M. F. Kupriyanov, *Izv. AN SSSR, ser.fiz.*, 6 (1983) 24.
34. S. Musicant: *Optical materials*. New York, Marcel Dekker, Inc. 1985.
35. J. I. Pankove: *Zjawiska optyczne w półprzewodnikach*. Warszawa, WNT 1974.

Z. SUROWIAK, M. PŁOŃSKA

LIGHT SCATTERING MECHANISMS IN ELECTROOPTIC PLZT CERAMICS

S u m m a r y

For many years the transparent ferroelectric ceramics has played the important role in construction of optoelectronic elements and devices. Fabrication of such ceramics is determined by difficult and complex technological process. Many centres of the light scattering and absorption, decide about transparency of the optical materials. The understanding of physical mechanisms of the light scattering and absorption processes is the basic condition of success in designing and obtaining of ferroelectric electrooptic ceramics. Beside of the Rayleigh, Brillouin and Raman scattering processes the light scattering in ferroelectric ceramics is conditioned also by different factors e.g. by the presence of the domain walls. These factors have been classified and analysed according to the light wavelength, thickness of the ceramic plate, the grain sizes and state of ceramics after polarization.

Four main mechanisms of the light scattering are possible in the optical ferroelectric ceramics (they are conditioned by microstructure and domain structure): (1) the light scattering on the crystallites boundaries conditioned by ceramic admixtures, as well as structural and stoichiometric (chemical) heterogeneity; (2) the light scattering on the crystallite boundaries of ferroelectric ceramics, connected with a discreteness of the refractive index; (3) the Rayleigh light scattering on the 180° domain walls; (4) the light scattering conditioned by the domain walls with diversifield internal stress.

The present paper introduces results on transparent PLZT ceramics as well as bismuth doped PZT ceramics. It has a review character and summarizes of investigations of processes of the laser light scattering in ferroelectric optical ceramics.

Keywords: optical ceramics, ferroelectrics, PLZT, laser, light scattering, optical absorption, optoelectronics

Badanie i optymalizacja szerokopasmowego transformatora kierunkowego

DARIUSZ KRZEMIENIECKI

Gdańskie Zakłady Teleelektroniczne TELKOM-TELMOR

80-425 Gdańsk ul. Mickiewicza 5/7

e-mail: dariusz.krzemieniecki@telmor.pl

Otrzymano 2003.11.12

Autoryzowano 2004.03.30

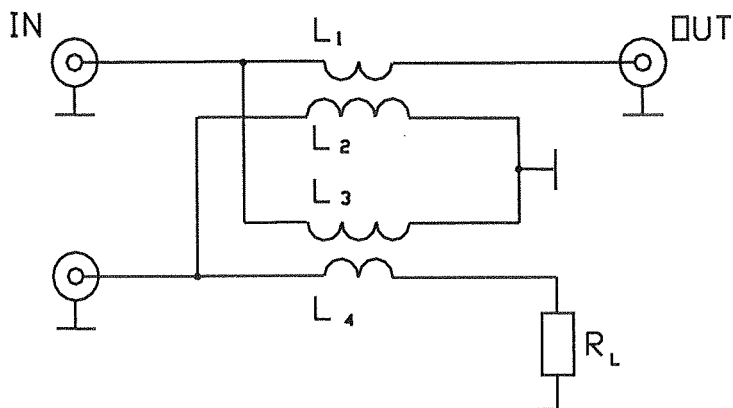
Opracowanie zawiera analizę teoretyczną, wyniki pomiarów i metody optymalizacji szerokopasmowego transformatora kierunkowego. Przedstawiono cztery możliwe konfiguracje transformatora, oraz zbadano wpływy takich czynników jak: przenikalność początkowa, rezystancja balastowa, pojemności międzyzwojowe i montażowe. Do badań posłużono się transformatorem symetrycznym 10-decybelowym.

Słowa kluczowe: transformator kierunkowy, konfiguracja podstawowa, konfiguracja odwrócona

1. WPROWADZENIE

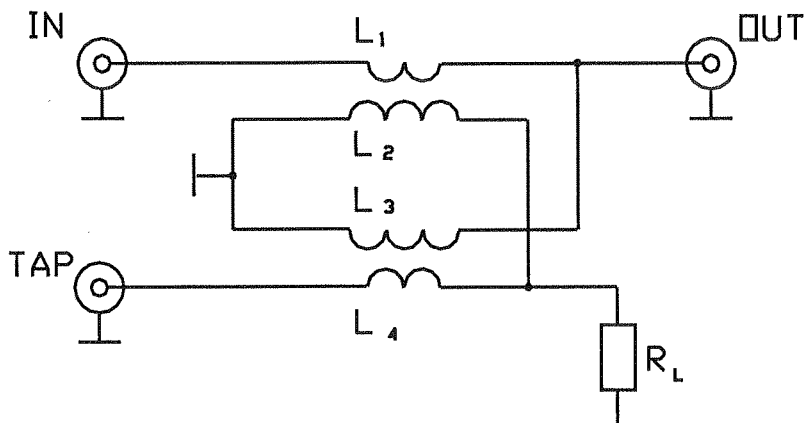
Transformatory kierunkowe w różnych konfiguracjach stosowane są powszechnie w urządzeniach telewizji kablowej (CATV), najczęściej w odgałęźnikach. Badany transformator, to transformator 10-decybelowy (z tłumieniem w linii sprzężonej równym ok. 10 dB), pracujący w paśmie CATV: 5-862 MHz. Transformatory takie (9,12,16 dB), przedstawione zostały w opracowaniu [1] w jednej z możliwych konfiguracji (zwanej tu odwróconą).

Rys. 1 ilustruje transformator w konfiguracji zwanej tu podstawową ze względu na fakt, iż jest ona najbardziej powszechna. Rys. 2 przedstawia transformator w konfiguracji zwanej tu odwróconą. Po dodaniu rezystora w węzły łączące L_2, L_3 (rys. 1, 2) otrzymujemy dwie dodatkowe konfiguracje zwane tu konfiguracjami z rezystorami „zerowymi”. Te cztery możliwe konfiguracje omawianego transformatora opisane są w niniejszej pracy.



Rys. 1. Transformator w konfiguracji podstawowej

Fig. 1. Transformer in basic configuration



Rys. 2. Transformator w konfiguracji odwróconej

Fig. 2. Transformer in inverse configuration

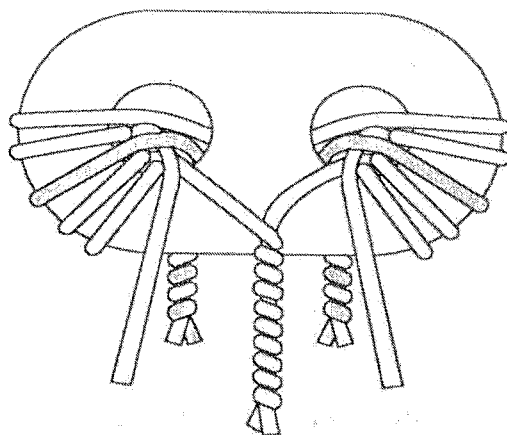
W stosunku do [1] obok wyróżnienia możliwych konfiguracji transformatora dokonano dodatkowo analizy teoretycznej z uwzględnieniem wpływu pojemności międzyzwojowych i montażowych na parametry transformatora.

W pracy pominięto analizę wpływu ilości uzwojeń. Analizy takiej dokonano w opracowaniu [3].

Omawiany transformator wykonuje się na bazie małych (rzędu 7×3.5 mm) rdzeni ferrytowych dwuotworowych (lub dwóch rdzeni cylindrycznych jednootworowych), na które nawija się uzwojenia zgodnie z rys. 1. Widok takiego transformatora przedstawia rys. 3, a sposób montażu ilustruje fotografia (rys. 4).

A
 L_1, L_4
 opisuj
 tłumie
 łązeni
 i odga
 Do ba
 przypa
 są pro
 charak
 na jęgo

Jak
 w odga
 uzyska
 kle o p
 oparam
 Dlatego
 dy tran
 ją konk
 tru jaki
 można
 (oczyw
 względ



Rys. 3. Widok transformatora kierunkowego

Fig. 3. View of the directional transformer

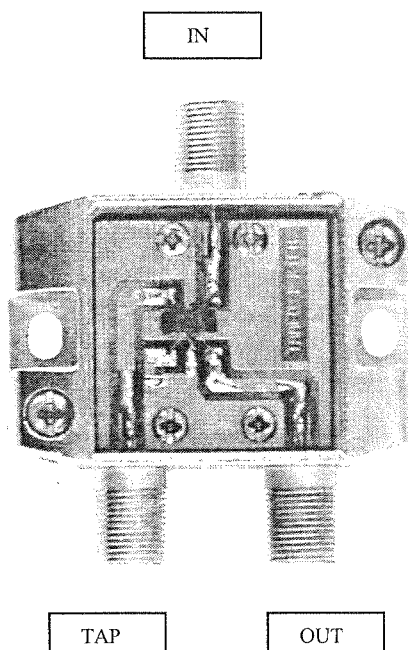
Analizowany transformator jest transformatorem symetrycznym, a jego uzwojenia L_1, L_4 mają po 1.5 zwoja, natomiast uzwojenia L_2, L_3 po 4.5 zwoja. Transformator opisuje się za pomocą następujących parametrów: tłumienie w linii głównej IN-OUT, tłumienie w linii sprzężonej IN-TAP, tłumienie oddzielenia (między wyjściem a odgałęzieniem) OUT-TAP, oraz tłumienności niedopasowania na wejściu IN, wyjściu OUT i odgałęzieniu TAP. W niniejszej pracy wielkości te wyrażone są w decybelach (dB). Do badań użyto rdzenia o przenikalności początkowej $\mu_i = 1400$. W jednym tylko przypadku dla porównania użyto rdzenia o przenikalności $\mu_i = 2500$. Oba rdzenie są produkcji tajwańskiej. Jako narzędzia programowego do obliczenia teoretycznych charakterystyk transformatora, oraz w celu zbadania wpływów niektórych czynników na jego parametry użyto pakietu MATLAB.

Jak już nadmieniono, transformatory kierunkowe wykorzystywane są najczęściej w odgałęźnikach. Sam pojedynczy transformator jest odgałęźnikiem 1-krotnym. Aby uzyskać odgałęźnik wielokrotny, łączy się kaskadowo odgałęźniki jednokrotne. Zwykle o parametrach układu decydują transformatory ułożone na końcach układu, tzn. o parametrach wejściowych decyduje pierwszy transformator, o wyjściowych – ostatni. Dlatego też można przyjąć, że opisywane parametry odnoszą się również do kaskady transformatorów (o parametrach dotyczących poszczególnych odgałęzień decydują konkretne transformatory, których te odgałęzienia dotyczą). Z wyjątkiem parametru jakim jest tłumienie przenikowe (pomiędzy wyjściami odgałęźnymi odgałęźnika), można przyjąć, że opisywane parametry transformatora dotyczą również odgałęźników (oczywiście tłumienie odgałęźnika jest sumą tłumień pojedynczego transformatora). Ze względu na fakt, że na odgałęźniki pracujące w CATV narzucone są pewne wymagania,

wykresy pomiarowe zawierają orientacyjne krzywe:

18dB dla 5–40MHz, 18–1.5dB/oct dla 40–862MHz,
14dB dla 5–40MHz, 14–1.5dB/oct dla 40–862MHz.

Krzywe te stanowią szablon, który musi spełnić charakterystyka tłumienności niedopasowania dla odgałęźników 2 i 3 kategorii.

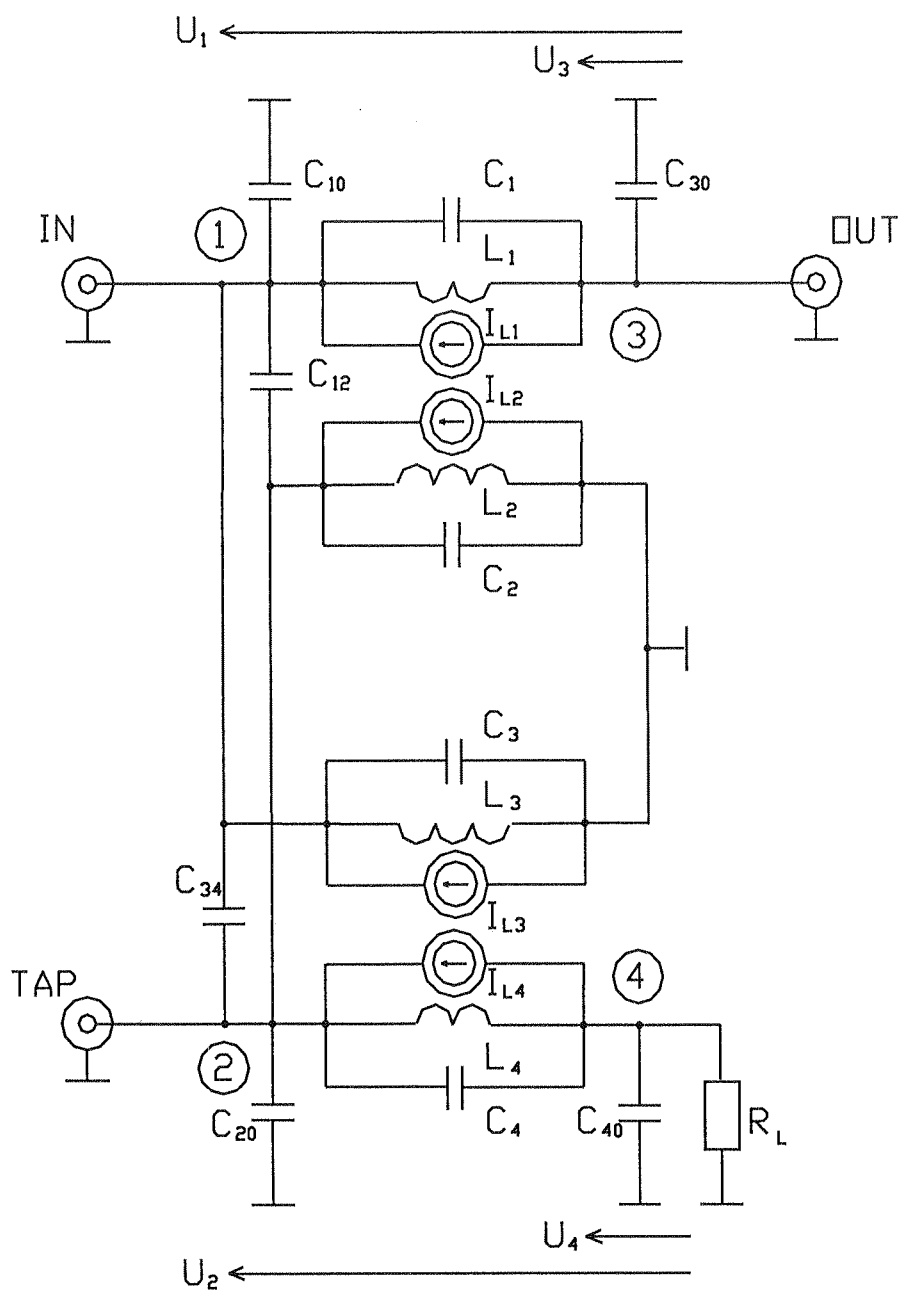


Rys. 4. Widok zmontowanego układu transformatora

Fig. 4. View of the assembled transformer

W dalszej części opracowania używa się sformułowań typu „poprawa”, bądź „pogorszenie” parametrów; otóż poprawa parametrów takich jak tłumienie w linii głównej (IN-OUT) i w linii sprzężonej (IN-TAP) oznacza zmniejszenie ich wartości ujemnej wyrażonej w decybelach, natomiast dla takich parametrów jak tłumienność niedopasowania na wejściu (IN), wyjściu (OUT), odgałęzieniu (TAP) i tłumienie oddzielenia (OUT-TAP), przez poprawę parametrów rozumiemy wzrost ich wartości ujemnej wyrażonej w decybelach. Wielkości te zdefiniowane są w punkcie 2.

Praca adresowana jest głównie do konstruktorów, którzy mogliby wykorzystać badania opisywanego transformatora do różnych zastosowań, a jej celem szczegółowa analiza transformatora, ukazanie jego specyfiki i wskazanie kierunków działań w celu uzyskania jak najlepszych parametrów. Ponadto stanowić może podsumowanie i uzupełnienie skromnej literatury na ten temat.



Rys. 5. Model pełny transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej

Fig. 5. Complete model of the directional transformer in basic configuration

2. TRANSFORMATOR W KONFIGURACJI PODSTAWOWEJ

2.1. ANALIZA TEORETYCZNA

Poniżej przedstawiona jest skrócona analiza teoretyczna układu transformatora przedstawionego na rys. 5.

W analizie wykorzystano metodę potencjałów węzłowych.

Badany transformator składa się z dwóch transformatorów prostych, które tworzone są przez pary cewek L_1, L_2 i L_3, L_4 dla pierwszej pary L_1, L_2 słuszne są równania:

$$U_1 - U_3 = j\omega L_1 I_{L1} + j\omega M_{12} I_{L2} \quad (1)$$

$$U_2 = j\omega M_{21} I_{L1} + j\omega L_2 I_{L2} \quad (2)$$

gdzie elementy M to indukcyjności wzajemne cewek L_1, L_2 wchodzących w skład układu transformatora,

stąd otrzymujemy równania prądowe:

$$I_{L1} = (U_1 - U_3)\xi_{11} + U_2\xi_{12} \quad (3)$$

$$I_{L2} = (U_1 - U_3)\xi_{21} + U_2\xi_{22} \quad (4)$$

gdzie ξ_{ij} to transkonduktancje układu zawierającego źródła prądowe, I_{L1}, I_{L2} źródła prądowe sterowane napięciowo.

podobnie dla drugiej pary L_3, L_4 :

$$U_2 - U_4 = j\omega L_4 I_{L4} + j\omega M_{43} I_{L3} \quad (5)$$

$$U_1 = j\omega M_{34} I_{L4} + j\omega L_3 I_{L3} \quad (6)$$

stąd:

$$I_{L4} = (U_2 - U_4)\xi_{33} + U_1\xi_{34} \quad (7)$$

$$I_{L3} = (U_2 - U_4)\xi_{43} + U_1\xi_{44} \quad (8)$$

Zauważmy, że równania (1), (2) oraz (5), (6) to równania impedancyjne pojedynczych transformatorów prostych.

W celu rozwiązania równań węzłowych równania te zostały odwrócone, czego rezultatem są macierze, które tworzą równania (3), (4) oraz (7), (8)

Równania węzłowe transformatora będą miały postać:

— dla węzła 1:

$$U_1 y_f = U_1(\xi_{11} + \xi_{44} + j\omega C_1 + j\omega C_3 + j\omega C_{12} + j\omega C_{34} + j\omega C_{10}) + \\ + U_2(\xi_{12} + \xi_{43} - j\omega C_{12} - j\omega C_{34}) - U_3(\xi_{11} + j\omega C_1) - U_4\xi_{43} \quad (9)$$

— dla węzła 2:

$$U_2 y_f = U_1(\xi_{34} + \xi_{21} - j\omega C_{12} - j\omega C_{34}) + \\ + U_2(\xi_{22} + \xi_{33} + j\omega C_2 + j\omega C_4 + j\omega C_{12} + j\omega C_{34} + j\omega C_{20}) + \\ - U_3 \xi_{21} - U_4(\xi_{33} + j\omega C_4) \quad (10)$$

— dla węzła 3:

$$U_3 y_f = -U_1(\xi_{11} + j\omega C_1) - U_2 \xi_{12} + C_3(\xi_{11} + j\omega C_1 + j\omega C_{30}) \quad (11)$$

— dla węzła 4:

$$U_4 y_L = -U_1 \xi_{34} - U_2(\xi_{33} + j\omega C_4) + U_4(\xi_{33} + j\omega C_4 + j\omega C_{40}) \quad (12)$$

Przy czym y_f jest admitancją linii transmisyjnej, natomiast y_L stanowi tzw. admitancję balastową (w omawianym przypadku $y_L = 1/R_L$).

Równania węzłowe (9)...(12) wyznaczają macierz admitancyjną układu na podstawie, której po eliminacji węzła 4 otrzymujemy macierz rozproszenia korzystając z równania macierzowego:

$$[S] = \{z_f[Y] + [I]\}^{-1}\{[I] - z_f[Y]\} \quad (13)$$

gdzie $[Y]$ jest macierzą admitancyjną układu po eliminacji 4-tego węzła, $[I]$ jest macierzą jednostkową, z_f impedancją linii transmisyjnej (w omawianym przypadku $z_f = 75\Omega$). Rozważane macierze mają wymiar 3×3 .

Przenikalność jest w rozważanym przypadku wielkością zmienną w funkcji częstotliwości. Jest ona potrzebna do wyznaczenia indukcyjności transformatora. Do wyznaczenia przenikalności posłużono się wzorem zapożyczonym z [1], [2]:

$$\mu = 1 + \frac{\mu_i}{1 + j \frac{f}{f_m}} \quad (14)$$

gdzie: μ_i jest przenikalnością początkową, f_m częstotliwością relaksacji. Poszczególne indukcyjności obliczono z wzoru:

$$L_i = \mu \cdot L_{0i}$$

gdzie L_{0i} jest indukcyjnością cewki nawiniętej na rdzeń bez uwzględnienia jego przenikalności.

Indukcyjności wzajemne transformatora obliczono za pomocą wzoru:

$$M_{ij} = k\mu \sqrt{L_{0i} \cdot L_{0j}}$$

gdzie k jest współczynnikiem sprzężenia (w obliczeniach przyjęto $k = 0.99$).

Analizowane parametry transformatora wyrażone w decybelach definiujemy następująco:

- tłumienie w linii głównej WE-WY:
- tłumienie w linii sprzężonej WE-TAP:
- tłumienie oddzielenia WY-TAP:
- tłumienność niedopasowania na wejściu WE:
- tłumienność niedopasowania na wyjściu WY:
- tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu TAP:

$$S_{31}[\text{dB}] = 20\log S_{31}$$

$$S_{21}[\text{dB}] = 20\log S_{21}$$

$$S_{32}[\text{dB}] = 20\log S_{32}$$

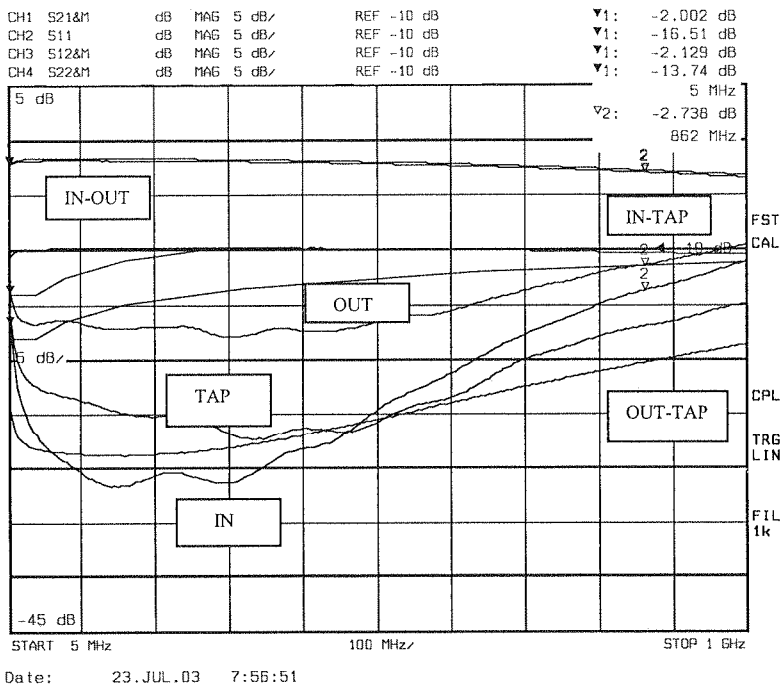
$$S_{11}[\text{dB}] = 20\log S_{11}$$

$$S_{33}[\text{dB}] = 20\log S_{33}$$

$$S_{22}[\text{dB}] = 20\log S_{22}$$

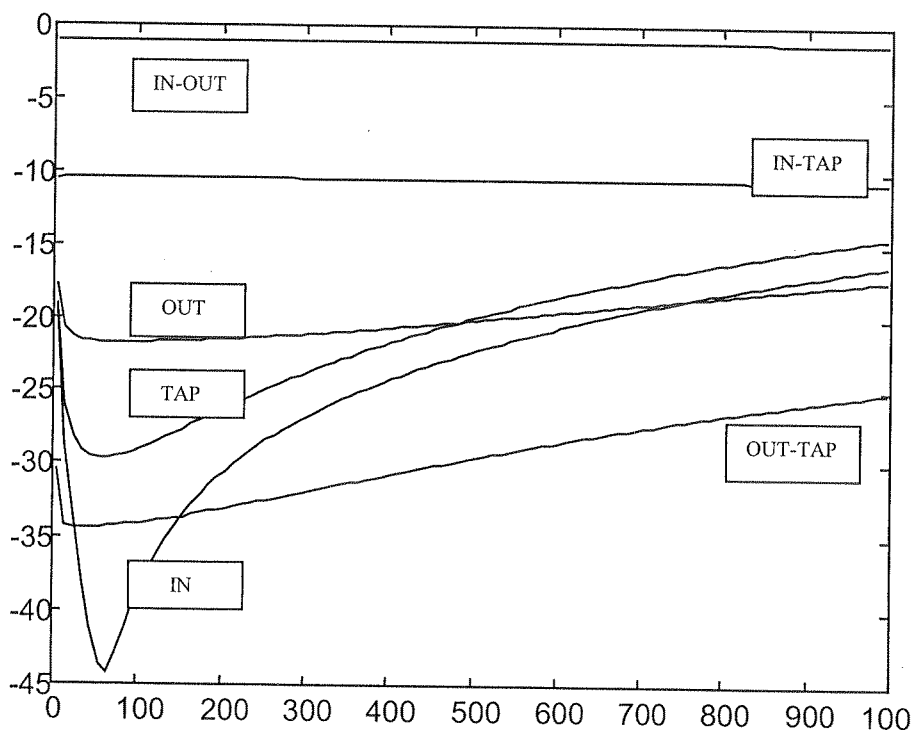
Gdzie parametry S_{ij} stanowią obliczone na podstawie wzoru (23) elementy macierzy rozproszenia.

Rys. 6 i 7 przedstawiają charakterystyki transformatora odpowiednio pomierzone i obliczone teoretycznie. Zostały one wykonane dla rezystancji balastowej $R_L = 68\Omega$, oraz następujących pojemności transformatora: $C_1 = C_4 = 0.05 \text{ pF}$, $C_2 = C_3 = 0.3 \text{ pF}$, $C_{12} = C_{34} = 0.075 \text{ pF}$, oraz $C_{10} = C_{20} = C_{30} = C_{40} = 0.05 \text{ pF}$. Wielkości te zostały oszacowane na podstawie pomiarów rezonansowych i obowiązują dla pomiarów i obliczeń transformatora we wszystkich konfiguracjach. Należy tu jednak podkreślić, że przyjęte pojemności są orientacyjne, gdyż ich pomiar na wysokich częstotliwościach jest bardzo niedokładny zwłaszcza z uwagi na ich małą wartość. Ich wpływ jest jednak znaczący dla częstotliwości powyżej 500 MHz, dlatego zostały one uwzględnione w modelu teoretycznym.



Rys. 6. Pomierzone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej

Fig. 6. Measured characteristics of the directional transformer in basic configuration



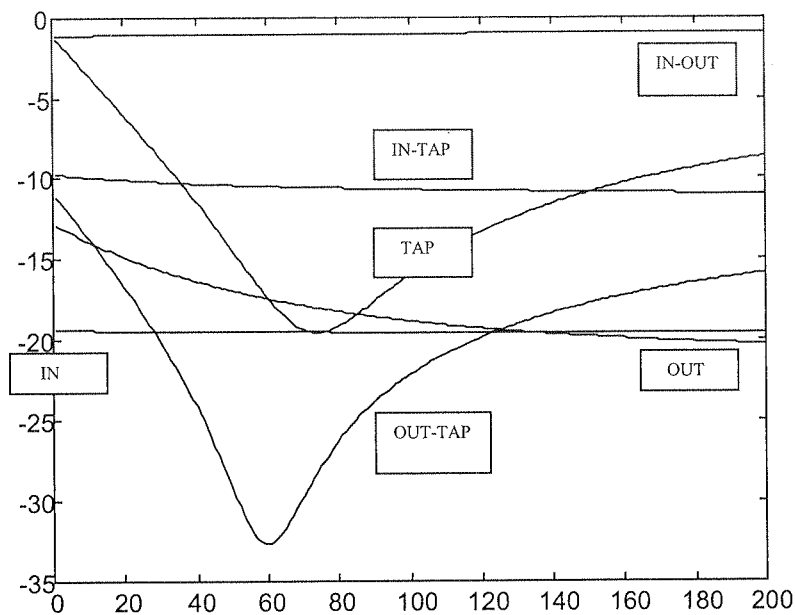
Rys. 7. Obliczone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej

Fig. 7. Calculated characteristics of the directional transformer in basic configuration

Niestety różnice między przebiegami teoretycznymi a pomierzonymi są dość duże. Teoretyczne wyniki badań różnią się od praktycznych z kilku powodów. Zastosowanie do obliczeń wzoru (14), gwarantuje wg [2] dokładność 10%. Jest to główna przyczyna niedokładności na niskich częstotliwościach. Na wysokich częstotliwościach dochodzi ponadto niedoskonałość złączy F, wpływ układu pomiarowego, oraz układu przeniesienia masy.

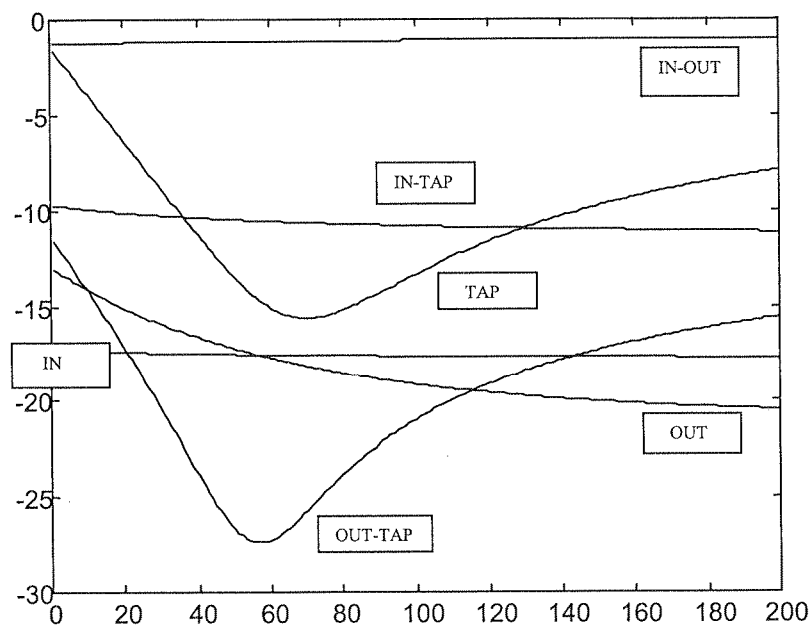
2.2. WPLYW REZYSTORA BALASTOWEGO

Rezystancja balastowa ma istotny wpływ na niektóre parametry układu. Dobierana jest tak, aby parametry układu były możliwie optymalne. Rys. 8 ilustruje przebiegi parametrów transformatora w funkcji zmiennej rezystancji balastowej wyrażonej w Ω dla częstotliwości 5 MHz, natomiast rys. 9 dla częstotliwości 862 MHz. Jak widać wpływ rezystancji balastowej dla częstotliwości 5 i 862 MHz jest podobny. Rezystor balastowy praktycznie nie ma wpływu na tłumienia w linii głównej i sprzężonej ani na tłumienność niedopasowania na wejściu. Natomiast wyraźny jest wpływ na tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu i tłumienie oddzielenia. Ze względu



Rys. 8. Wpływ rezystancji balastowej na charakterystyki transformatora (dla częstotliwości 5 MHz)

Fig. 8. Influence of ballast resistance to characteristics of the transformer (for frequency 5 MHz)



Rys. 9. Wpływ rezystancji balastowej na charakterystyki transformatora (dla częstotliwości 862 MHz)

Fig. 9. Influence of ballast resistance to characteristics of the transformer (for frequency 862 MHz)

na te
omaw
Oczyw
mi. Ba
ale istr
dla cz
badań
dla R_L
dyspro
tłumie
Najbar
głównie

W
neralnie
jowe C_{10}
mają ch
 C_{10} , C_3
tłumien
na odg
jednak
jest nie
ją pojer

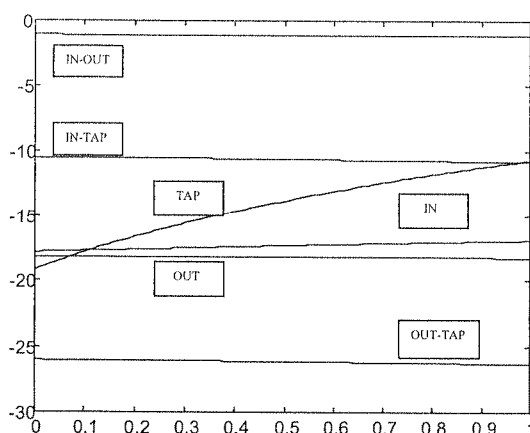
na te właśnie parametry przyjęto $R_L = 68\Omega$ przy pomiarach z rys. 6. Dla tej wartości omawiane parametry są bliskie minimum.

Oczywiście istnieją różnice pomiędzy przebiegami z rys. 8 i 9 a badaniami praktycznymi. Badania praktyczne wykazują, że przebiegi parametrów mają analogiczny charakter, ale istnieją różnice w wartościach. Na przykład tłumienność niedopasowania na wejściu dla częstotliwości 5 MHz jest stała i wg obliczeń wynosi ok. 19.5 dB, natomiast wg badań praktycznych jest również stała, ale wynosi ok. 16.5 dB. Tłumienie oddzielenia dla $R_L = 68\Omega$ wg obliczeń wynosi ok. 30 dB, praktycznie — ok. 25 dB. Te dość duże dysproporcje dotyczą pomiarów i obliczeń wszystkich tłumienności niedopasowania i tłumienia oddzielenia.

Najbardziej zbliżone wartości pomiarów i obliczeń mają miejsce dla tłumień w linii głównej i sprzężonej.

2.3. WPŁYW POJEMNOŚCI MIĘDZYWOJOWYCH I MONTAŻOWYCH

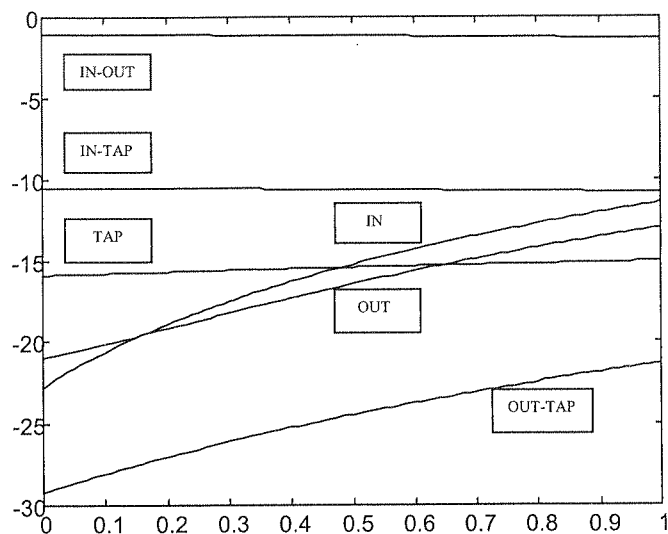
W niniejszym punkcie przedstawiony jest wpływ pojemności transformatora. Generalnie można powiedzieć, że wszystkie pojemności w transformatorze, międzyzwojowe $C_1, C_2, C_3, C_4, C_{12}, C_{34}$, oraz pozostałe wynikające z montażu $C_{10}, C_{20}, C_{30}, C_{40}$, mają charakter pasożytniczy. Wynika to zarówno z badań jak i obliczeń. Pojemności C_{10}, C_{30} ujemnie wpływają na tłumienności niedopasowania na wejściu i wyjściu, oraz tłumienie w linii głównej. Pojemności C_{20}, C_{40} pogarszają tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu i tłumienie w linii sprzężonej (rys. 12). Wpływ tych pojemności jest jednak znikomy ze względu na ich małe wartości. Również wpływ pojemności C_1, C_4 jest nieznaczny, ponieważ 1.5 zwoja stanowi małą pojemność. Największy wpływ mają pojemności międzyzwojowe C_2, C_3, C_{12}, C_{34} . Rys. 10, 11 ilustrują wpływ pojemności



Rys. 10. Wpływ pojemności międzyzwojowej C_2 na charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej

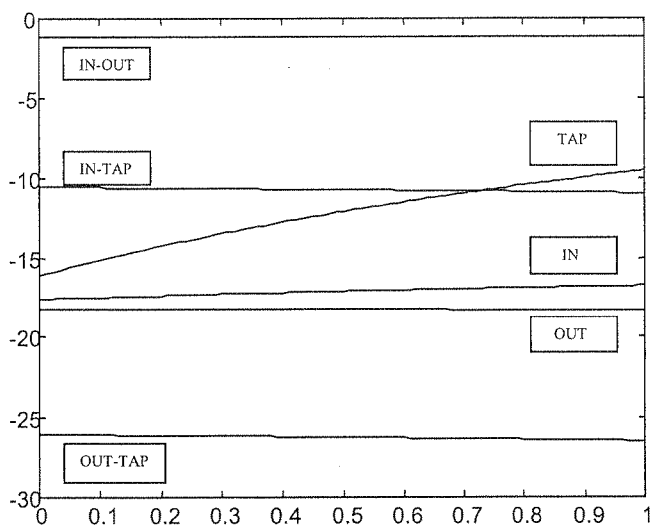
Fig. 10. Influence of winding capability C_2 to characteristics of the transformer in basic configuration

międzyzwojowych C_2, C_3 , natomiast rys. 13 wpływ C_{12}, C_{34} przy hipotetycznych zmianach wartości pojemności od 0 do 1 pF.



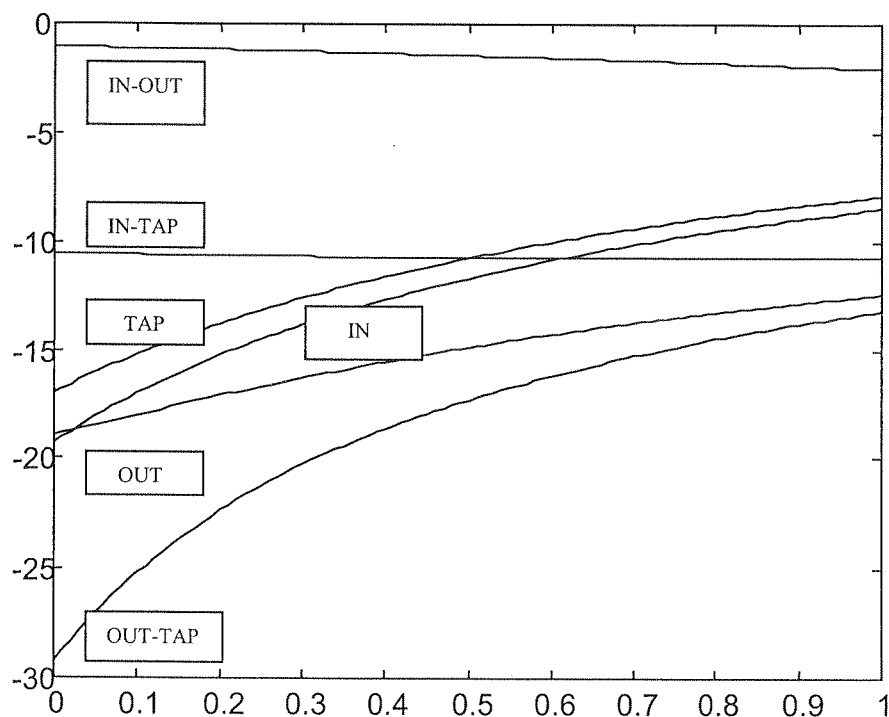
Rys. 11. Wpływ pojemności międzyzwojowej C_3 na charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej

Fig. 11. Influence of winding capability C_3 to characteristics of the transformer in basic configuration



Rys. 12. Wpływ pojemności montażowej C_{20} na charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej

Fig. 12. Influence of assembly capability C_{20} to characteristics of the transformer in basic configuration



Rys. 13. Wpływ pojemności międzyzwojowej C_{12} (C_{34}) na charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej

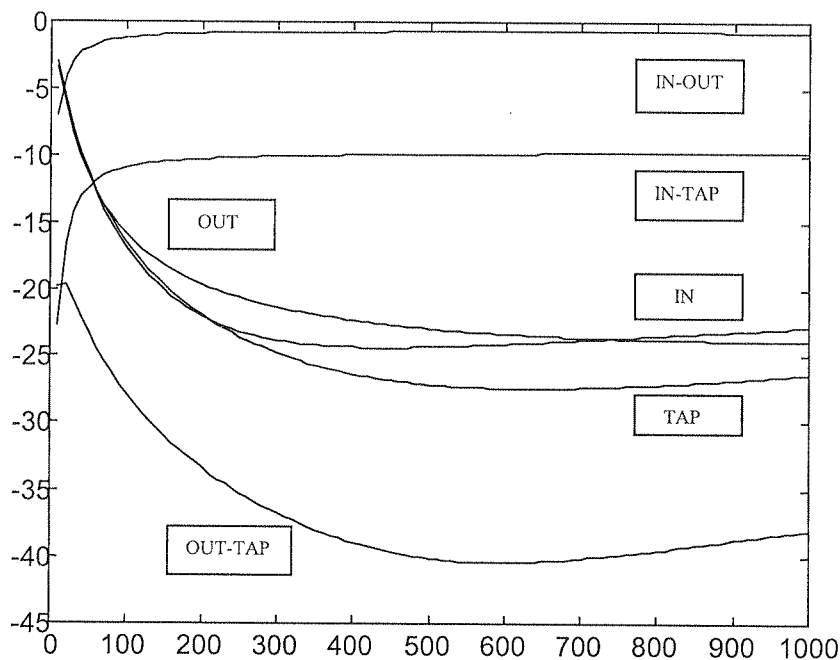
Fig. 13. Influence of winding capability C_{12} (C_{34}) to characteristics of the transformer in basic configuration

Pojemność C_2 znacząco wpływa na tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu, ale na pozostałe parametry praktycznie nie oddziałuje. Pojemność C_3 oddziałuje na tłumienności niedopasowania na wejściu i na wyjściu, oraz na tłumienie oddzielenia. Pojemności C_{12}, C_{34} wpływają praktycznie na wszystkie parametry, choć w mniejszym stopniu na tłumienia w linii głównej i sprzężonej. Wpływ tych pojemności jest negatywny.

2.4. WPŁYW PRZENIKALNOŚCI POCZĄTKOWEJ

Przenikalność początkowa μ_i rdzenia ferromagnetycznego na który nawinięte są uzwojenia transformatora ma decydujący wpływ na jego parametry. Nie może ona być zbyt mała (np. rzędu 10), gdyż nie uzyskano by pożądanych wartości tłumień. Rys.14 obrazuje przebieg wpływu przenikalności na parametry transformatora dla częstotliwości 5 MHz, rys 15 dla częstotliwości 862 MHz. Charakterystyki poszczególnych parametrów są zmienne w funkcji częstotliwości, ale zawierają pewne podobieństwa. Otóż od przenikalności rzędu 1000 przebiegi tłumień w linii głównej i sprzężonej są

stałe, a pozostałe przebiegi wykazują wraz ze wzrostem μ_i cechy nasycenia. Z rys. 14 i 15 można wywnioskować, że wraz ze wzrostem przenikalności poprawie ulegają wszystkie parametry układu. Tłumienia w linii głównej i sprzężonej pozostają bez zmian i jest to cecha pożądana. Z analizy wpływu przenikalności początkowej wynika, że najkorzystniej stosować jest rdzenie o możliwie największej przenikalności. Jednak to stwierdzenie jest prawdziwe tylko dla przenikalności nie większej niż 10 000. Powyżej tej wartości wszystkie parametry ulegają pogorszeniu. Dotyczy to również tłumień w linii głównej i sprzężonej, które rosną wraz ze wzrostem przenikalności.

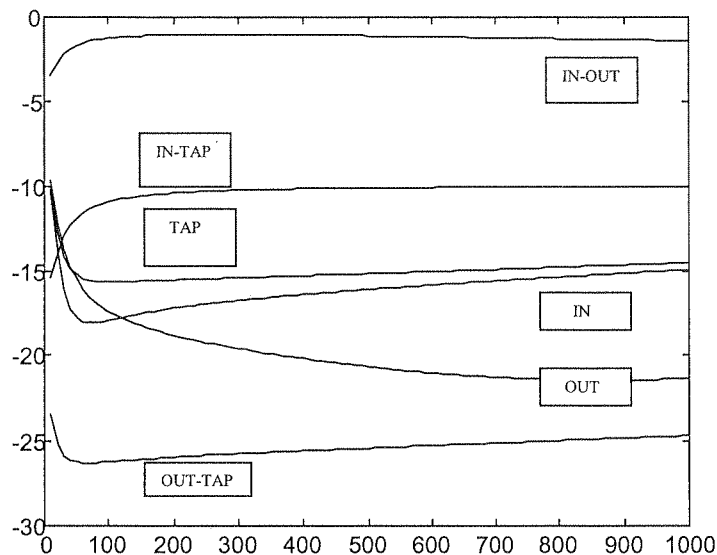


Rys. 14. Wpływ przenikalności początkowej na charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej dla częstotliwości 5 MHz

Fig. 14. Influence of initial permeability to characteristics of the transformer in basic configuration for frequency 5 MHz

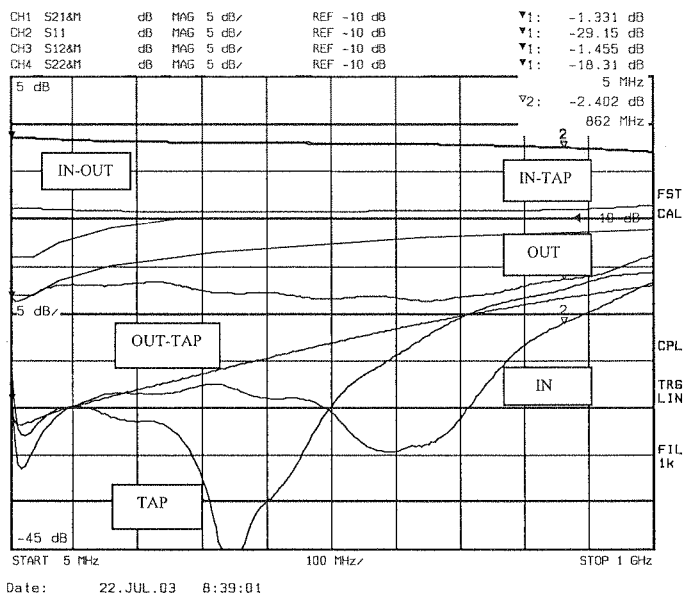
Rys. 16 i 17 przedstawiają charakterystyki pomierzone i obliczone transformatora z wykorzystaniem rdzenia o przenikalności początkowej $\mu_i = 2500$. W stosunku do charakterystyk z rys. 6 i 7 (pomiarzy dla przenikalności początkowej $\mu_i = 1400$), widoczna jest poprawa tłumienności niedopasowania na wszystkich wrotach, oraz tłumienie oddzielenia na niskich częstotliwościach. Wprawdzie nie odpowiada to dokładnie obliczeniom, ale jest zgodne z tendencją, jaką mają opisywane parametry w funkcji przenikalności z rys. 14. Charakterystyczną cechą jest fakt, iż tłumienia w linii głównej i sprzężonej zgodnie z rys. 14 nie uległy zmianie.

. Z rys.
e ulegają
tają bez
wynika,
. Jednak
). Powy-
tłumień



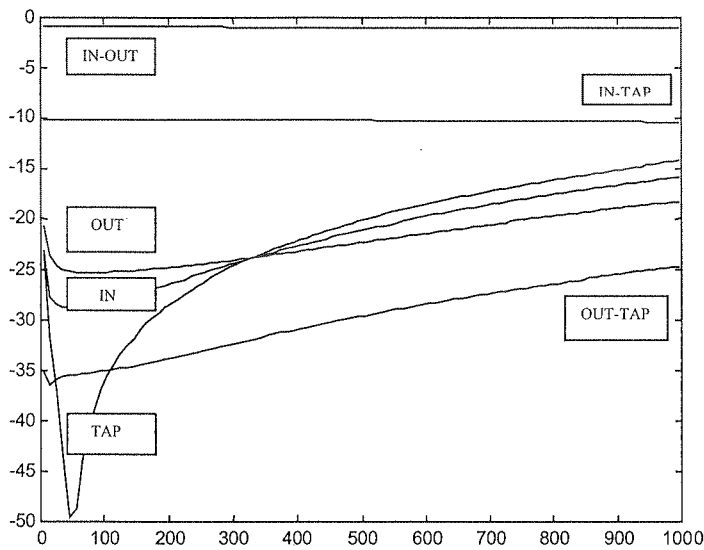
Rys. 15. Wpływ przenikalności początkowej na charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej dla częstotliwości 862 MHz

Fig. 15. Influence of initial permeability to characteristics of the transformer in basic configuration for frequency 862 MHz



Rys. 16. Pomierzone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej dla przenikalności $\mu_i = 2500$

Fig. 16. Measured characteristics of the directional transformer in basic configuration for initial permeability $\mu_i = 2500$

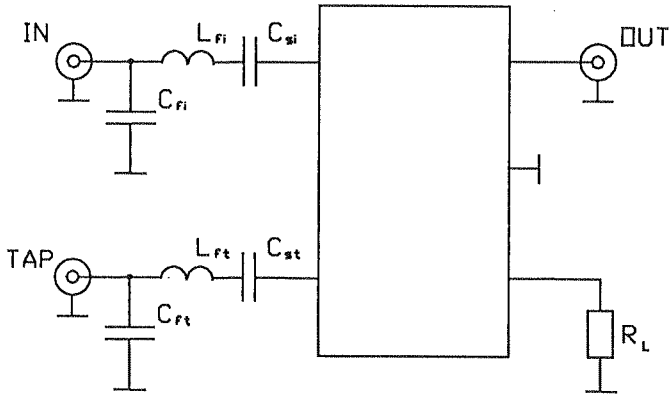


Rys. 17. Obliczone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej dla przenikalności $\mu_i = 2500$

Fig. 17. Calculated characteristics of the directional transformer in basic configuration for initial permeability $\mu_i = 2500$

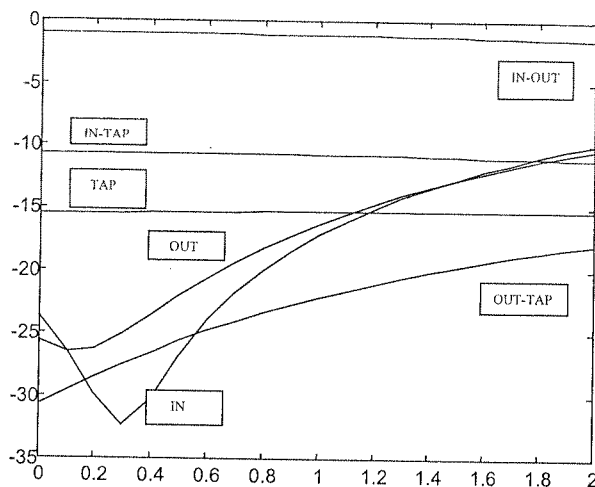
2.5. OPTYMALIZACJA TRANSFORMATORA

W niniejszym punkcie przedstawione zostały metody optymalizacji parametrów transformatora zarówno na niskich, jak i wysokich częstotliwościach. Poprawę parametrów uzyskuje się stosując proste układy korekcyjne jak na rys. 18.



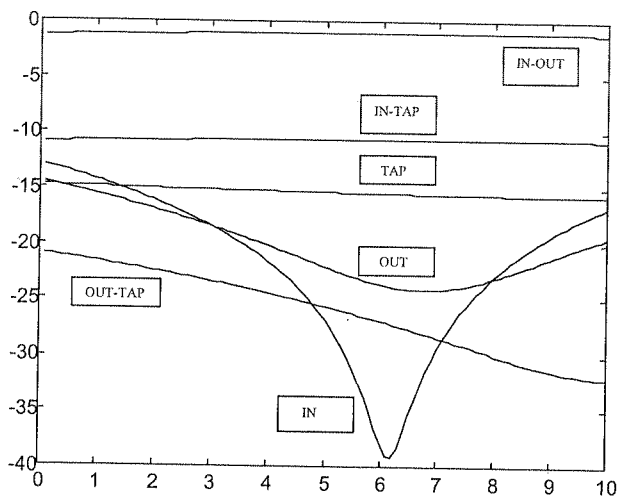
Rys. 18. Układy korekcyjne transformatora

Fig. 18. Corrective arrangements of the transformer



Rys. 19. Wpływ pojemności korekcyjnej C_{fi} na charakterystyki transformatora przy stałej indukcyjności korekcyjnej L_{fi} (862 MHz)

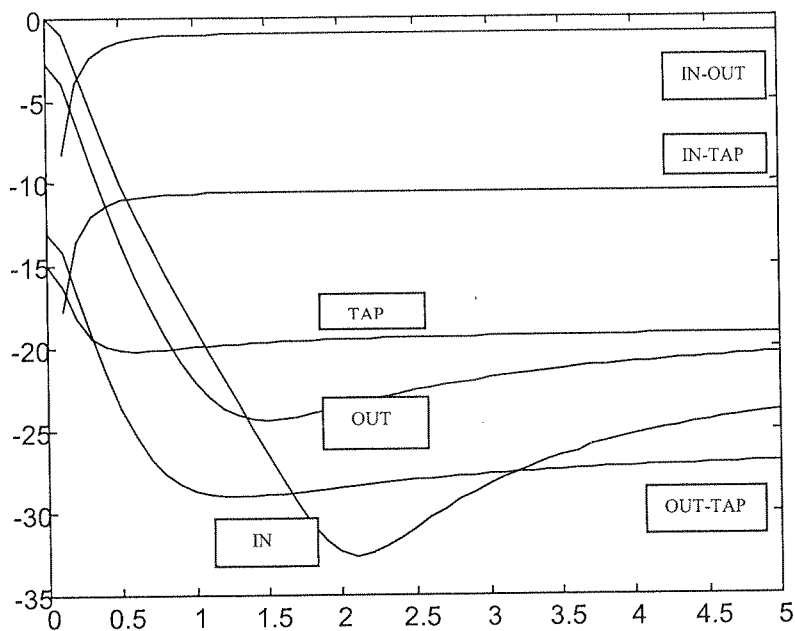
Fig. 19. Influence of corrective capability C_{fi} to characteristics of the transformer for constant corrective inductance L_{fi} (862 MHz)



Rys. 20. Wpływ indukcyjności korekcyjnej L_{fi} na charakterystyki transformatora przy stałej pojemności korekcyjnej C_{fi} (862 MHz)

Fig. 20. Influence of corrective inductance L_{fi} to characteristics of the transformer for constant corrective capacity C_{fi} (862 MHz)

W celu poprawy parametrów na wejściu na niskich częstotliwościach stosuje się duży (rzędu kilku nanofaradów) kondensator szeregowy C_{si} . Efekt zastosowania kondensatora szeregowego ilustruje rys. 21. Otóż kondensator ten ma wpływ na tłumienności niedopasowania na wejściu i wyjściu i tłumienie oddzielenia (nie ma wpływu na tłumienia w linii głównej i sprzężonej i tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu — co jest naturalne). Można dobrać tak wielkość kondensatora szeregowego C_{si} , aby uzyskać poprawę parametrów na które wpływa kondensator.



Rys. 21. Wpływ pojemności szeregowej na parametry na częstotliwości 5 MHz

Fig. 21. Influence of series capability to parameters for frequency 5 MHz

Analogicznie na odgałęzieniu można zastosować kondensator szeregowy C_{st} . On z kolei wpływa na tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu, której przebieg jest analogiczny jak tłumienność niedopasowania na wyjściu z rys. 21 (na pozostałe parametry nie ma wpływu). Zastosowanie kondensatorów szeregowych na wejściu i odgałęzieniu pozwala zatem na poprawę wszystkich parametrów (z wyjątkiem oczywiście tłumień w linii głównej i sprzężonej, co zresztą nie jest potrzebne).

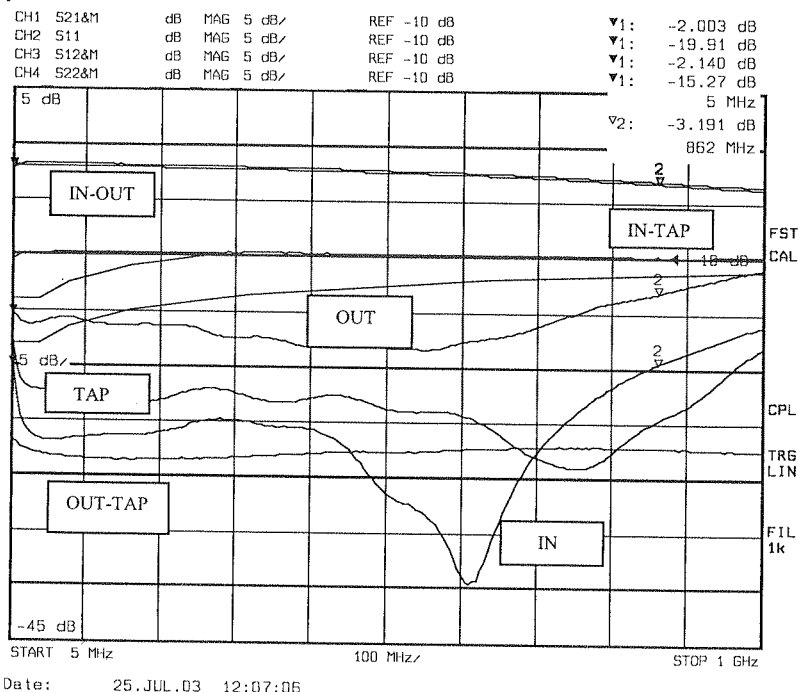
Aby poprawić parametry transformatora na wysokich częstotliwościach stosuje się na wejściu i odgałęzieniu układy korekcyjne LC. Na rys. 18 układy te stanowią odpowiednio $L_{fi}C_{fi}$ na wejściu, oraz $L_{ft}C_{ft}$ na odgałęzieniu. Poprzez odpowiedni dobór pojemności i indukcyjności można uzyskać poprawę wszystkich parametrów na wysokich częstotliwościach.

Rys. 21.
6, któr
ale be
 C_{st} , uz
niu, or
wielko
bowier
wejściu
ści nie
charak
ok. 2.7
praktyc

Rys.
jednak
Na wys
dzięki z
funkcji
19, 20 i
Należy

e się duży
kondensa-
mienneści
wu na tłu-
gałęzieniu
go C_{si} , aby

Rys. 22 ilustruje efekty zastosowania układów korekcyjnych. Należy go porównać z rys. 6, który co prawda ilustruje przebiegi dla optymalnej wartości rezystora balastowego, ale bez układów korekcyjnych. Dzięki zastosowaniu kondensatorów szeregowych C_{si} , C_{st} , uzyskano poprawę tłumienności niedopasowania na wejściu, wyjściu i odgałęzieniu, oraz poprawę tłumienia oddzielenia na niskich częstotliwościach. Odpowiednie wielkości parametrów nie są w pełni zgodne z oczekiwaniami z rys. 21. Zastosowano bowiem kondensator 2.2 nF, dla którego np. wartość tłumienności niedopasowania na wejściu powinna być największa i wynosić ok. 33 dB. Faktyczny przebieg tłumienności niedopasowania na wejściu w funkcji pojemności szeregowej C_{si} , ma analogiczny charakter, ale jego ekstremum wynosi ok. 27 dB i dla wartości pojemności szeregowej ok. 2.7 nF. Tak, jak poprzednio wyniki obliczeń teoretycznych różnią się od badań praktycznych.



Rys. 22. Charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej po optymalizacji

Fig. 22. Characteristics of the transformer in basic configuration after optimization

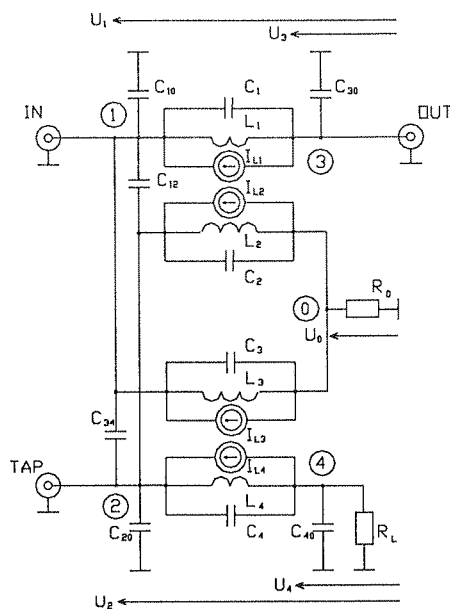
Rys. 22 dowodzi jednak, że można uzyskać poprawę parametrów transformatora, jednak aby uzyskać optimum, trzeba je znaleźć doświadczalnie.

Na wysokich częstotliwościach również uzyskano poprawę wszystkich parametrów dzięki zastosowaniu tym razem korektorów LC. Przykładowe przebiegi parametrów w funkcji wielkości korekcyjnych dla wysokich częstotliwości przedstawione są na rys. 19, 20 i przy okazji optymalizacji kolejnych konfiguracji transformatora (rys. 30, 34). Należy jednak nadmienić, że optymalizacja transformatora na wysokich częstotliwo-

ściach jest trudniejsza z kilku względów. Otóż wartości kondensatorów korekcyjnych są rzędu ułamków pikofarada, natomiast cewek – rzędu kilku nanohenrów. Ze względu na tak małe wartości, drukowane są one w miedzi na podstawie badań doświadczalnych. Dobór ich komplikuje obok niejednoznaczności z obliczeniami teoretycznymi, szereg dodatkowych czynników mających miejsce na wysokich częstotliwościach, o których mowa w punkcie 2.1.

3. TRANSFORMATOR W KONFIGURACJI PODSTAWOWEJ Z REZYSTOREM ZEROWYM

Transformator w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym rozwiązuje się analogicznie jak transformator w konfiguracji podstawowej. Różnica jest taka, że ten pierwszy posiada nie cztery, ale pięć węzłów. Model pełny transformatora w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym przedstawia rys. 23.



Rys. 23. Model pełny transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym

Fig. 23. Complete model of the directional transformer in basic configuration with zero resistor

Poszczególne równania prostych transformatorów składowych rozwiązujemy tak, jak w przypadku równań (1)...(8).
dla pierwszej pary L_1, L_2 :

$$U_1 - U_3 = j\omega L_1 I_{L1} + j\omega M_{12} I_{L2} \quad (15)$$

$$U_2 - U_0 = j\omega M_{21} I_{L1} + j\omega L_2 I_{L2} \quad (16)$$

stąd:

$$I_{L1} = (U_1 - U_3)\xi_{11} + (U_2 - U_0)\xi_{12} \quad (17)$$

$$I_{L2} = (U_1 - U_3)\xi_{21} + (U_2 - U_0)\xi_{22} \quad (18)$$

dla drugiej pary L_3, L_4 :

$$U_2 - U_4 = j\omega L_4 I_{L4} + j\omega M_{43} I_{L3} \quad (19)$$

$$U_1 - U_0 = j\omega M_{34} I_{L4} + j\omega L_3 \quad (20)$$

stąd:

$$I_{L4} = (U_2 - U_4)\xi_{33} + (U_1 - U_0)\xi_{34} \quad (21)$$

$$I_{L3} = (U_2 - U_4)\xi_{43} + (U_1 - U_0)\xi_{44} \quad (22)$$

Równania węzłowe transformatora będą miały postać:

— dla węzła 1:

$$\begin{aligned} U_1 y_f = & U_1(\xi_{11} + \xi_{44} + j\omega C_1 + j\omega C_3 + j\omega C_{12} + j\omega C_{34} + j\omega C_{10}) + \\ & + U_2(\xi_{12} + \xi_{43} - j\omega C_{12} - j\omega C_{34}) - U_3(\xi_{11} + j\omega C_1) - U_4 \xi_{43} + \\ & - U_0(\xi_{12} + \xi_{44} + j\omega C_3) \end{aligned} \quad (23)$$

— dla węzła 2:

$$\begin{aligned} U_2 y_f = & U_1(\xi_{34} + \xi_{21} - j\omega C_{12} - j\omega C_{34}) + \\ & + U_2(\xi_{22} + \xi_{33} + j\omega C_2 + j\omega C_4 + j\omega C_{12} + j\omega C_{34} + j\omega C_{20}) + \\ & - U_3 \xi_{21} - U_4(\xi_{33} + j\omega C_4) - U_0(\xi_{22} + \xi_{34} + j\omega C_2) \end{aligned} \quad (24)$$

— dla węzła 3:

$$U_3 y_f = -U_1(\xi_{11} + j\omega C_1) - U_2 \xi_{12} + U_3(\xi_{11} + j\omega C_1 + j\omega C_{30}) + U_0 \xi_{12} \quad (25)$$

— dla węzła 4:

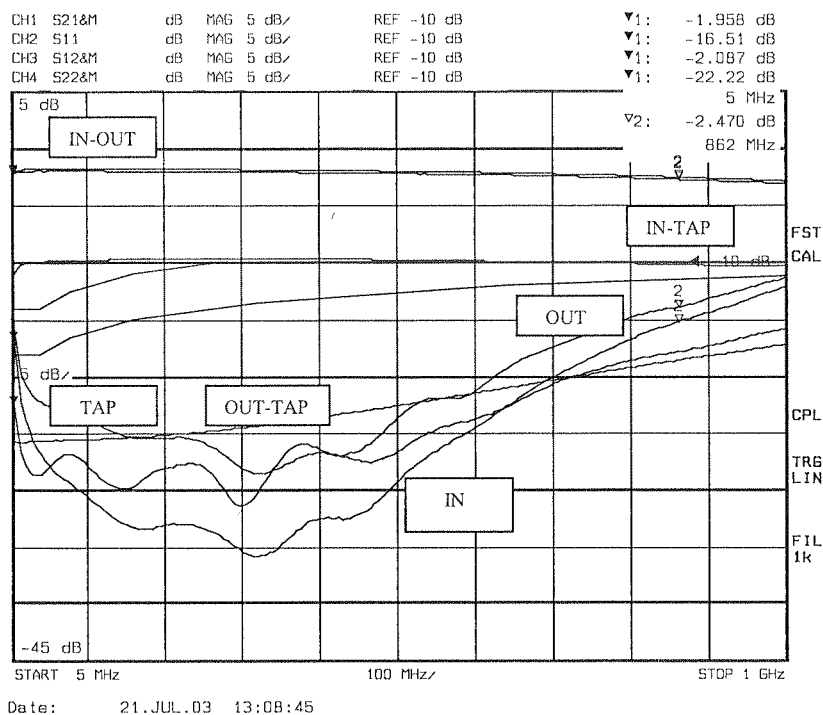
$$U_4 y_L = -U_1 \xi_{34} - U_2(\xi_{33} + j\omega C_4) + U_4(\xi_{33} + j\omega C_4 + j\omega C_{40}) + U_0 \xi_{34} \quad (26)$$

— dla węzła 0:

$$\begin{aligned} U_0 y_0 = & -U_1(\xi_{21} + \xi_{44} + j\omega C_3) - U_2(\xi_{22} + \xi_{43} + j\omega C_2) + U_3 \xi_{21} \\ & + U_4 \xi_{43} + U_0(\xi_{22} + \xi_{44} + j\omega C_2 + j\omega C_3) \end{aligned} \quad (27)$$

Równania węzłowe (23)...(27) po odjęciu elementów dotyczących węzła zerowego i samego równania węzła zerowego (27) stają się równaniami transformatora w konfiguracji podstawowej (9)...(12).

Rys. 24 przedstawia pomierzone charakterystyki transformatora, a rys. 25 obliczone teoretycznie. Wartości rezystancji balastowej i zerowej są tak dobrane aby charakterystyki tłumienności niedopasowania na wejściu, odgałęzieniu i tłumienia oddzielenia były optymalne. Ma to miejsce dla $R_L = 68\Omega$, oraz dla $R_0 = 39\Omega$. Wpływ rezystancji balastowej ma analogiczny charakter jak w przypadku transformatora w konfiguracji podstawowej i przebiegi parametrów transformatora w funkcji rezystancji balastowej są zbliżone do tychże z rys. 8 i 9. W przypadku rezystancji zerowej można przy jej zastosowaniu uzyskać minimalną poprawę tłumienności niedopasowania na wejściu i odgałęzieniu; ma to miejsce właśnie dla $R_0 = 39\Omega$. Na pozostałe parametry rezystor zerowy ma mniejszy wpływ. Wartość jego nie może być jednak zbyt duża, gdyż wzrost jego powoduje wzrost tłumienia w linii sprzężonej.

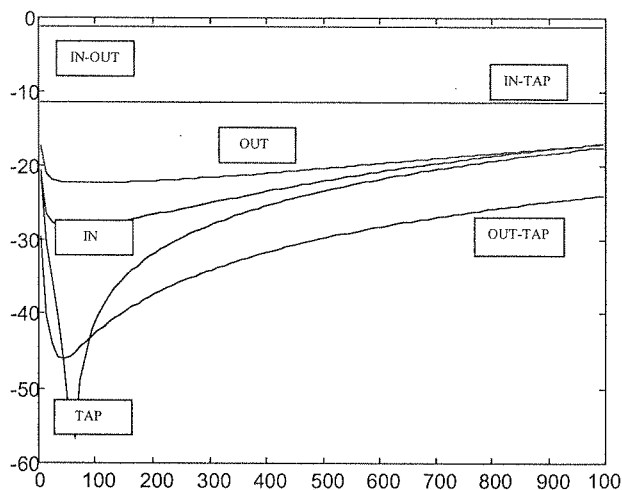


Rys. 24. Pomierzone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym

Fig. 24. Measured characteristics of the directional transformer in basic configuration with zero resistor

Wpływ przenikalności początkowej dla omawianego przypadku jest zbliżony do przypadku transformatora w konfiguracji podstawowej. Przebiegi charakterystyk w funkcji przenikalności niewiele się różnią od przebiegów z rys. 14 i 15. Istnieją minimalne różnice w wartościach, ale charakter zmienności jest taki sam. Również wpływ pojemności międzyzwojowych i montażowych ma analogiczny charakter jak w przy-

czone
rakte-
elenia
stancji
uracji
stowej
zy jej
ściu i
zystor
wzrost



Rys. 25. Obliczone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym

Fig. 25. Calculated characteristics of the directional transformer in basic configuration with zero resistor

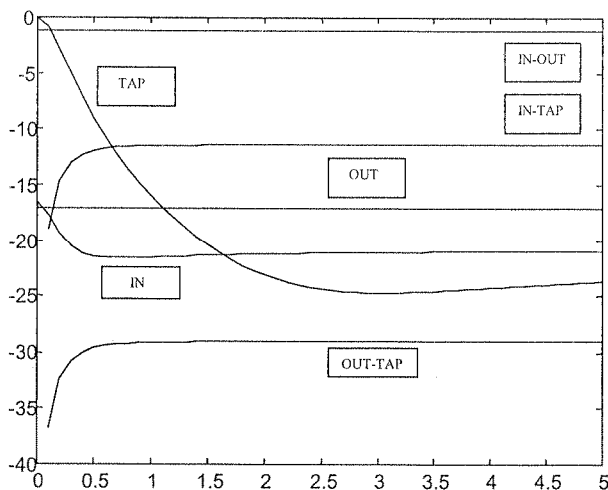
padku transformatora w konfiguracji podstawowej. Przebiegi są bardzo podobne jak z rys. 10 — 13 i mają zbliżone wartości.

Transformator można zoptymalizować jak w układzie z rys. 18. Zastosowanie pojemności szeregowych na m.cz. i układów LC na w.cz. daje podobne rezultaty jak poprzednio. Rys. 26 ilustruje przykładowe przebiegi parametrów transformatora przy zastosowaniu pojemności szeregowych w linii sprzężonej. Na rys. 27 pokazane są po-

wej

resistor

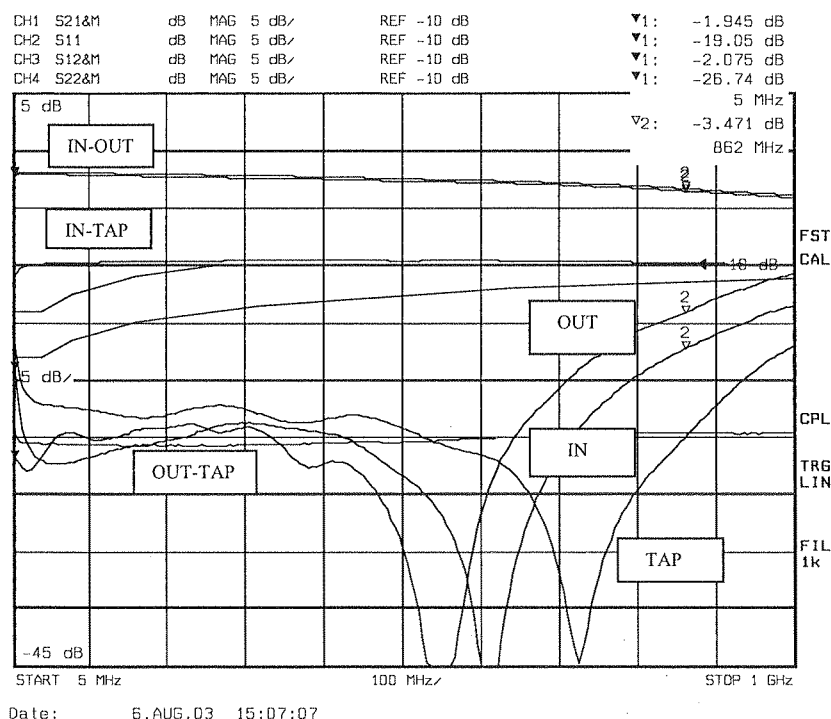
ony do
styk w
mini-
wpływ
w przy-



Rys. 26. Wpływ pojemności szeregowych na parametry dla częstotliwości 5 MHz

Fig. 26. Influence of series capability to parameters for frequency 5 MHz

mierzone przebiegi transformatora po zastosowaniu układów optymalizujących. Jako pojemności szeregowe zarówno w linii głównej i sprzężonej zastosowano 2.2 nF, co wynika z analizy teoretycznej, ale w praktyce nie jest to optimum. Wskazuje jednak jak poprzednio na pozytywny charakter układów optymalizujących.



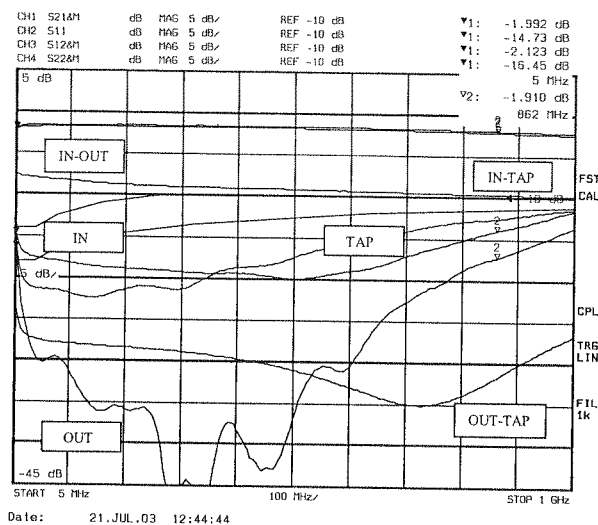
Rys. 27. Charakterystyki transformatora w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym po optymalizacji

Fig. 27. Characteristics of the transformer in basic configuration with zero resistor after optimization

4. TRANSFORMATOR W KONFIGURACJI ODWRÓCONEJ

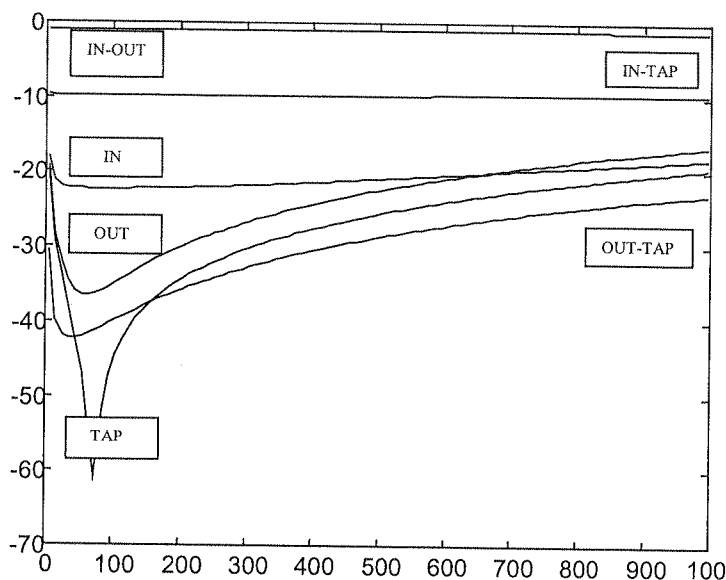
Transformator w konfiguracji odwróconej pokazany jest na rys. 2. Transformator w takiej konfiguracji dość dokładnie opisany jest w [1]. Analizę teoretyczną analogicznie przeprowadzaną jak w poprzednich przypadkach — pomijamy. Rys. 28 ilustruje pomierzone charakterystyki transformatora w konfiguracji odwróconej, rys. 29, obliczone. Wpływ rezystancji balastowej jest analogiczny jak w poprzednich przypadkach z tym, że tutaj optymalnym ze względu na tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu i tłumienie oddzielenia jest rezystor $R_L = 91\Omega$. Zarówno wpływ przenikalności początkowej jak i pojemności transformatora jest zbliżony do opisanych i zilustrowanych na

ch. Jako
2 nF, co
e jednak



Rys. 28. Pomierzone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji odwróconej

Fig. 28. Measured characteristics of the directional transformer in inverse configuration

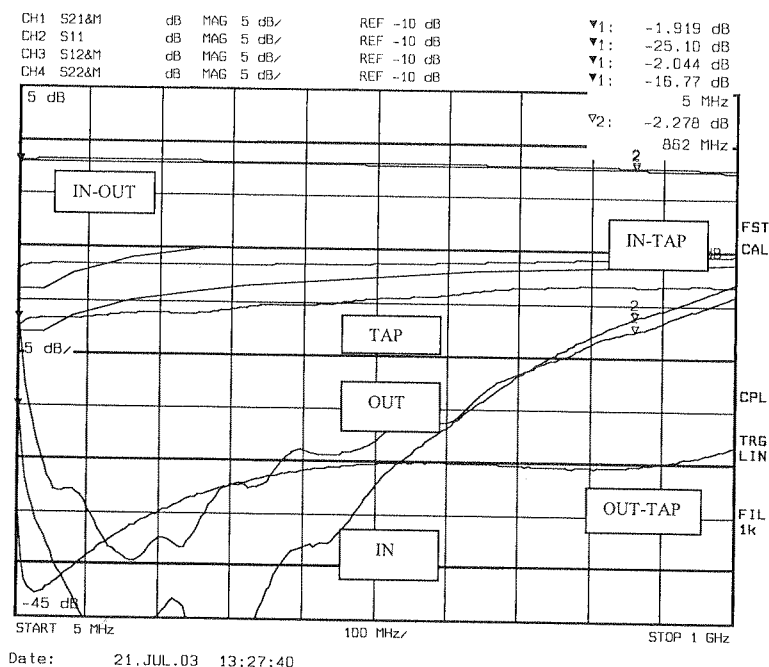


Rys. 29. Obliczone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji odwróconej

Fig. 29. Calculated characteristics of the directional transformer in inverse configuration

5. TRANSFORMATOR W KONFIGURACJI ODWRÓCONEJ Z REZYSTOREM ZEROWYM

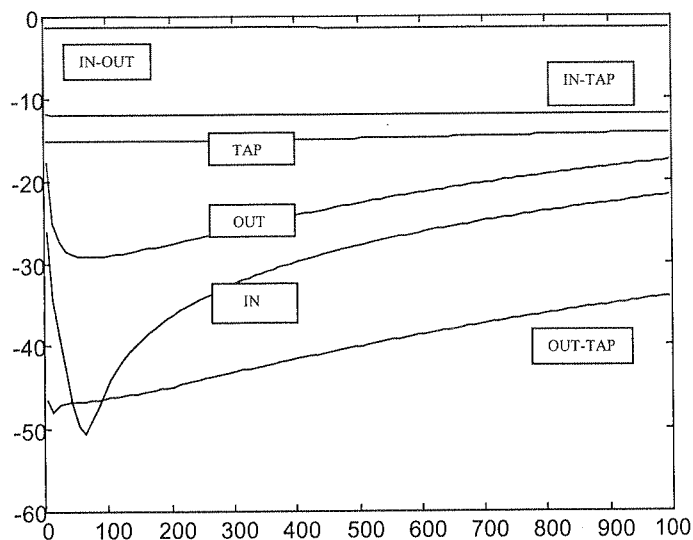
Transformator w tej konfiguracji otrzymuje się z transformatora w konfiguracji odwróconej włączając rezystor w węzeł łączący cewki L_2 , L_3 (rys. 2). Analizę teoretyczną — pomijamy. Rys. 32 ilustruje pomierzone charakterystyki transformatora w konfiguracji odwróconej, rys. 33, obliczone. Wpływ rezystancji balastowej i zero-



Rys. 32. Pomierzone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji odwróconej z rezystorem zerowym

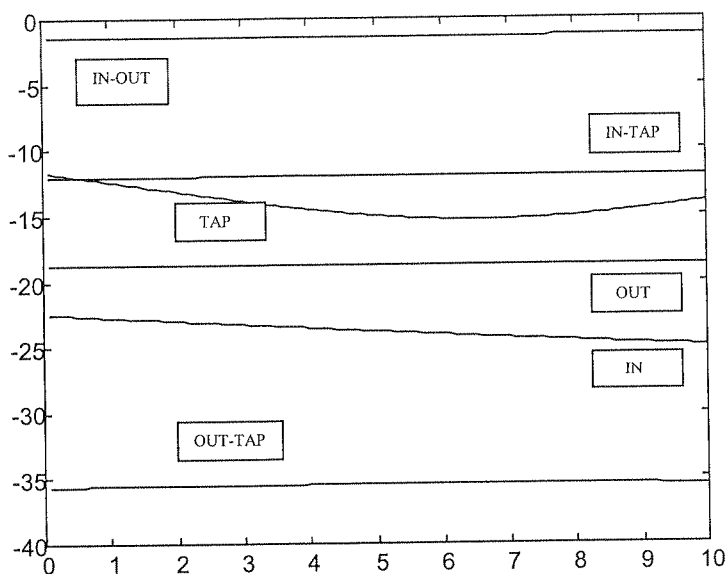
Fig. 32. Measured characteristics of the directional transformer in inverse configuration with zero resistor

wej jest analogiczny jak w przypadku transformatora w konfiguracji podstawowej z rezystorem zerowym z tym, że w tym przypadku optymalne ze względu na tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu i tłumienie oddzielenia są rezystor balastowy $R_L = 120\Omega$ i rezystor zerowy $R_0 = 51\Omega$. Zarówno wpływ przenikalności początkowej jak i pojemności transformatora jest zbliżony do opisanych i zilustrowanych na wykresach dla poprzednich konfiguracji. Optymalizacji dokonujemy jak poprzednio, a jej rezultat przedstawiony jest na rys. 35. Rys. 34 natomiast przedstawia wpływ indukcyjności korekcyjnej w układzie LC umieszczonym na odgałęzieniu (wyrażonej w nanofaradach), przy stałej, równej 0.5 pF pojemności korekcyjnej.



Rys. 33. Obliczone charakterystyki transformatora kierunkowego w konfiguracji odwróconej z rezystorem zerowym

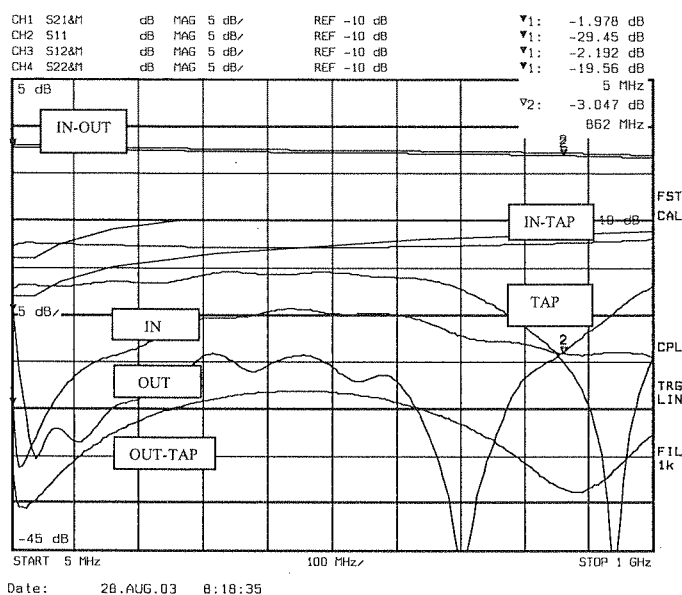
Fig. 33. Calculated characteristics of the directional transformer in inverse configuration with zero resistor



Rys. 34. Wpływ układu korekcyjnego na parametry dla częstotliwości 862 MHz

Fig. 34. Influence of corrective arrangement to parameters for frequency 862 MHz

N
wane
począ
przybl
począ
i sprz
przeni
chy te
można
żony. 2
balasto
w przy
tłumie
wejści
śniej).
Równi
transfo



Rys. 35. Charakterystyki transformatora w konfiguracji odwróconej z rezystorem zerowym po optymalizacji

Fig. 35. Characteristics of the directional transformer in inverse configuration with zero resistor after optimization

6. PORÓWNANIE KONFIGURACJI TRANSFORMATORA

Niezależnie od zastosowanej konfiguracji badanego transformatora zostają zachowane pewne cechy wspólne. Otóż dla wszystkich wariantów wpływ przenikalności początkowej jest prawie identyczny. Dla wszystkich konfiguracji można z pewnym przybliżeniem przyjąć, że parametry transformatora w funkcji zmiennej przenikalności początkowej zmieniają się jak na rys. 14 i 15. Z wyjątkiem tłumienia w linii głównej i sprzężonej parametry ulegają wraz ze wzrostem μ_i poprawie z tym, że od wartości przenikalności ok. 4000 wykazują cechy nasycenia (dla wysokich częstotliwości cechy te następują nawet wcześniej). Również ze względu na pojemności transformatora, można co do charakteru zmian i w przybliżeniu wartości uznać, że ich wpływ jest zbliżony. Zatem rys. 10, 11, 12, 13 można uznać za reprezentatywne. Wpływ rezystancji balastowych i zerowych również ma analogiczny charakter. Istnieją wartości dla których w przypadku rezystancji balastowych tłumienność niedopasowania na odgałęzieniu i tłumienie oddzielenia, a dla rezystancji zerowych — tłumienność niedopasowania na wejściu osiągają ekstrema z tym, że dla różnych wartości (co zostało opisane wcześniej). Przykładem takich wpływów są rys. 8 i 9.

Również ze względu na tłumienności niedopasowania na wysokich częstotliwościach, transformatory w poszczególnych konfiguracjach zachowują się podobnie. O tych pa-

rametrach na w.cz. decydują głównie pojemności międzyzwojowe, a ich wpływ jest analogiczny dla wszystkich konfiguracji.

Różnice istnieją głównie na niskich częstotliwościach. Wprawdzie bardzo istotny jest tu dobór rezystorów balastowych i zerowych, ale dla porównania użyjemy rozwiązań optymalnych. W stosunku do transformatora w konfiguracji podstawowej (rys. 6, 7), transformator z rezystorem zerowym (rys. 25, 26) charakteryzuje się poprawą tłumienności niedopasowania na wyjściu (w praktyce różnica ta jest bardziej widoczna) i minimalną poprawą tłumienności niedopasowania na wejściu. Teoretycznie większe jest tłumienie w linii sprzężonej, ale jest ono zauważalne dla większych wartości rezystora zerowego. Transformator w konfiguracji odwróconej (rys. 28, 29) charakteryzuje się mniejszym tłumieniem w linii sprzężonej (teoretycznie i praktycznie), mniejszymi tłumiennościami niedopasowania na wejściu i odgałęzieniu, ale większym na wyjściu. Transformator w tej konfiguracji charakteryzuje również lepsze tłumienie oddzielenia na w.cz. Transformator w konfiguracji odwróconej z rezystorem zerowym (rys. 30, 31) charakteryzuje się zdecydowaną poprawą tłumienia oddzielenia zarówno na niskich jak i wysokich częstotliwościach (choć konfiguracja ta nigdzie nie jest stosowana), oraz poprawą w stosunku do pozostałych konfiguracji tłumienności niedopasowania na wejściu. Wadą tego rozwiązania jest fakt, że odbyło się to kosztem tłumienia w linii sprzężonej.

Relacje te zostały zachowane również dla zoptymalizowanych wersji (rys. 22, 27, 31, 35).

7. PODSUMOWANIE

Bardzo ważną cechą transformatora niezależnie od konfiguracji jest stałość tłumień w linii głównej i sprzężonej. Taki stan rzeczy ma miejsce dzięki temu, że przenikalność magnetyczna rdzenia maleje w funkcji częstotliwości. W przeciwnym przypadku nie można byłoby zaprojektować szerokopasmowego transformatora. Zaletą ta jest tym cenniejsza, że stałość ta jest utrzymana niezależnie od zmian przenikalności, balastu i do pewnego stopnia pojemności międzyzwojowych. Również zastosowanie układów korekcyjnych zachowuje stałość tłumień, co pozwala poprawiać parametry transformatora. Niestety dla częstotliwości powyżej 1 GHz indukcyjności uzwojeń stają się na tyle duże, że tłumienia zaczynają wzrastać. Do pewnego stopnia można zwiększać pasmo transformatora przez zmniejszanie indukcyjności — np. poprzez stosowanie mniejszych rdzeni, ale zawsze pozostanie ono ograniczone.

W pracy opisano możliwe konfiguracje transformatora. Zaprezentowane wykresy i próby optymalizacji pomyślane zostały o szerokopasmowym zastosowaniu transformatora. Ale przy bardziej szczegółowych zastosowaniach i przyjęciu określonych priorytetów można oczywiście uzyskać bardziej zadowalające wyniki. Teoretyczne wyniki badań różnią się od praktycznych. Jednak dla wartości bezwzględnych dokładność 10% została zachowana. Natomiast przy projektowaniu transformatora w celu optymalizacji można posłużyć się obliczeniami teoretycznymi, ale zgrubnie. W celu dokonania precyzyjnej optymalizacji, należy wspomóc się badaniami praktycznymi.

1. D.
- of
- El
2. Y.
- 19
3. M.
- 20
4. D.
- br
- 46

O
tional c
often in
wound
Examin
and inv
lations
and tap
In work
and suc
influen
Besides
rameter
for pos
Taking
rameter
Genera
also be
Work a
To rese
2500 pr

Keywor

8. BIBLIOGRAFIA

1. D. I. K i m, M. T a k a h a s h i, K. A r a k i, Y. N a i t o: *Optimum design of the power dividers with ferrite toroids for CATV and/or MATV systems*. IEEE Trans. On Consumer Electronics, vol. CE-29, no 1, Feb. 1983, pp. 27-38.
2. Y. N a i t o: *Formulation of frequency dispersion of permeability*. Trans. IECE, vol. 59-c May 1976, pp. 297-304.
3. M. G. E l l i s: *RF Directional Couplers*. Electronics System Product a division of ANTEC 2002.
4. D. I. K i m, J. H. H w a n g M. T a k a h a s h i: *A new analysis method and broad-band design of tap-offs for CATV/DBS systems*. IEEE Trans. On Consumer Electronics, vol. 46, no. 1, Feb. 2000 pp. 171-178.

D. KRZEMIENIECKI

ANALYSIS AND OPTIMIZATION OF DIRECTIONAL TRANSFORMER

S u m m a r y

Object of present elaboration is complex analysis of the symmetrical directional transformer (directional coupler). Such transformers universally practical are in devices of cable television (CATV), most often in taps. Executed they are on base of little, line 7×3.5 mm ferrite cores of double holes, on which wound are windings of the transformer.

Examined transformer can exist in four configurations named here: basic, inverse, basic with zero resistor and inverse with zero resistor. Work contains theoretical analysis and results of measurements and calculations of parameters of the transformer like: insertion losses of main and coupled line, isolation of output and tap and return losses on input, output and tap in function of frequency in range 5–1000 MHz.

In work examined influence of initial permeability (in range 100–10000), on parameters of the transformer, and such factors as ballast-resistor, zero-resistor considering of obtainment of optimum parameters and its influence on winding and assembly capability of the transformer and its parameters for high frequencies. Besides one examined possibilities of use of corrective arrangements having in view improvement of parameters of the transformer for low and high frequencies. One introduced also effects of such optimization for possible configuration of the transformer.

Taking into account optimization and influences of ballast and zero resistors one examined courses parameters of the transformer for its extreme frequencies of work: 5 and 862 MHz.

General analysis of the transformer passed in regard on broadband its use, but results of researches can also be use for more particular arrangements.

Work addressed is mostly to constructors and has in view help in projecting of arrangements taps.

To researches used 10-dB symmetrical transformer with use of cores of initial permeability 1400 and 2500 produced by Taiwan.

Keywords: directional transformer, basic configuration, inverse configuration simulation

PA
F

two
tec
pus
prz
nia

Sta

Wsp
sygnały
korzystu
układów
zmian te
woduje t
uniknąć
łu wejści
szczytow
szybkosz
cych się n

PARAMETRY SZYBKOŚCIOWE PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH

KRZYSZTOF PACHOLSKI

*Instytut Elektrotechniki Teoretyczne, Metrologii i Materiałoznawstwa
Politechnika Łódzka
ul. Stefanowskiego 18/22, 90-924 Łódź,
e-mail: kpacholski@go2.pl*

*Otrzymano 2003.12.05
Autoryzowano 2004.04.08*

Przedmiotem artykułu są nowe parametry niezbędne do określenia przydatności przetworników pomiarowych mocy oraz przetworników napięciowych wartości średniej i skutecznej do pomiaru szybkozmiennych sygnałów odkształconych. Parametrami tymi są: dopuszczalna szybkość zmian sygnału wejściowego S_d oraz częstotliwość graniczna f_p pasma przetwarzania mocy wejściowego sygnału sinusoidalnego. Parametrów S_d i f_p nie uwzględniano dotychczas w opisie właściwości metrologicznych wymienionych przetworników.

Słowa kluczowe: przetworniki napięciowe, przetworniki pomiarowe mocy, przesterowanie szybkościowe, błąd przesterowania

1. WPROWADZENIE

Współczesne przetworniki i przyrządy pomiarowe, wielkości charakteryzujących sygnały i obwody elektryczne, realizowane są na bazie układów elektronicznych wykorzystujących wzmacniacze operacyjne [1, 2, 5, 16]. Przyczyną przesterowania tych układów mogą być: zbyt duża wartość szczytowa sygnału pomiarowego oraz szybkość zmian tego sygnału [7, 10, 11, 12, 13, 14, 15]. Pierwsza z wymienionych przyczyn powoduje tzw. przesterowanie amplitudowe przetwornika. Przesterowania takiego można uniknąć przez określenie tzw. dopuszczalnej wartości współczynnika szczytu sygnału wejściowego. Dobór zakresu przetwarzania przetwornika, odpowiednio do wartości szczytowej sygnału pomiarowego, nie eliminuje drugiej przyczyny przesterowania. Przy szybkozmiennych sygnałach pomiarowych sygnał wyjściowy wzmacniacza, znajdujących się na wejściu przetwornika, zmienia się z ograniczoną szybkością S , nazywaną w

literaturze szybkością maksymalną (ang. *Slew Rate*) [2, 3, 5]. Przyczyną tego zjawiska jest nasycenie wzmacniaczy operacyjnych wynikające z opóźnienia sygnału wyjściowego pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego względem sygnału występującego na wejściu układu [2, 3]. Ze względu na przyczyny, występujące przy szybkozmiennych sygnałach pomiarowych, nasycenie układów wejściowych przetworników autor artykułu nazwał przesterowaniem szybkościowym [12, 14, 15]. Przesterowanie szybkościowe przetworników jest niejednokrotnie nie zauważane przez użytkowników. Dopiero nadmierny błąd pomiaru informuje o wystąpieniu tego zjawiska [10, 11, 12, 13, 14, 15]. W zależności od kształtu i częstotliwości przetwarzanych sygnałów składowa błęd wynikająca z przesterowania szybkościowego przetworników może osiągać wartości od kilku do kilkunastu procent.

Aby w trakcie pracy przetworniki nie były przesterowane szybkościowo na ich wejściu występować muszą sygnały, których pierwsza pochodna nie może być większa od pewnej wartości dopuszczalnej S_d [15]. Charakterystyka przydatności elektronicznych przyrządów pomiarowych do pracy z odkształconymi sygnałami wejściowymi wymaga również wyznaczenia częstotliwości granicznej f_p pasma, w którym sygnały sinusoidalne o ustalonej amplitudzie nie powodują przesterowania szybkościowego. W dalszych rozważaniach wykazano, że znajomość tej częstotliwości niezbędna jest do wyznaczenia częstotliwości f_{pD} ograniczającej pasmo, w którym sygnał odkształcony mierzony jest przez przetwornik bez wpływu przesterowania szybkościowego. Obecnie parametry f_p i S_d nie są wykorzystywane do charakteryzowania właściwości przetworników napięciowych wartości średniej i skutecznej oraz przetworników pomiarowych mocy, przeznaczonych do pracy z odkształconymi sygnałami wejściowymi w paśmie częstotliwości akustycznych. W artykule parametry f_p i S_d nazywane są parametrami szybkościowymi przetworników i uzasadniono celowość stosowania tych parametrów w praktyce.

2. UKŁADY PRZETWORNIKÓW POMIAROWYCH WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH

Produkowane obecnie przetworniki pomiarowe wielkości elektrycznych, ze względu na zasadę ich działania, podzielić można na trzy grupy [1, 16]. Pierwszą grupę stanowią przetworniki z autonomicznym układem funkcyjnym. W przetwornikach tych wszystkie operacje określone definicją mierzonej wielkości realizowane są przez analogowy lub impulsowy układ operacyjny z analogowym sygnałem wyjściowym. Drugą grupę stanowią przetworniki próbkujące, w których wartość wielkości mierzonej wyznaczana jest programowo, przez system mikroprocesorowy, na podstawie próbek sygnału pomiarowego. Oprócz wymienionych dwóch grup znane są również przetworniki hybrydowe. Są to przetworniki wartości skutecznej napięcia oraz przetworniki pomiarowe mocy czynnej. W przetwornikach tych odpowiednio kwadrat wartości chwilowej sygnału wejściowego oraz iloczyn wartości chwilowych sygnałów prądowego i napięciowego wyznaczany jest za pomocą mnożnika analogowego. Uśrednianie sygnału

zjawiska
wyjściowe-
wejściu
ygnałach
nazwał
przetwor-
admierny
W zależ-
ynikająca
kilku do

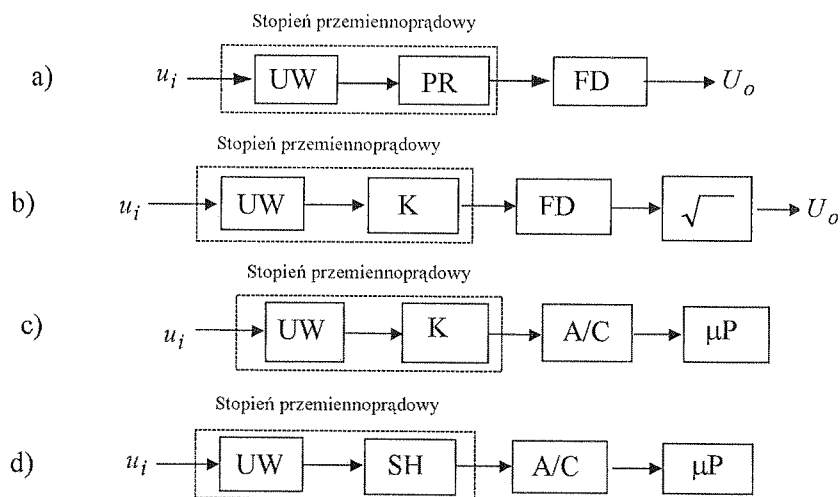
ich wej-
większa
elektronicz-
ściowymi
n sygnały
owego. W
na jest do
kształcony
. Obecnie
przetwor-
miarowych
w paśmie
ametriami
arametrów

ze wzglę-
szą grupę
ikach tych
przez ana-
ym. Drugą
zonej wy-
próbek sy-
zetworniki
iki pomia-
chwilowej
wego i na-
ie sygnału

wyjściowego mnożnika realizuje integracyjny przetwornik analogowo-cyfrowy. Warunkiem poprawnej pracy przetworników hybrydowych jest dopasowanie czasu integracji przetwornika analogowo-cyfrowego do okresu sygnału pomiarowego.

Strukturę stosowanych w praktyce przetworników napięciowych wartości średniej i skutecznej oraz przetworników pomiarowych mocy przedstawiono poniżej.

W multimetrach klasy technicznej bardzo często, jako przetwornik wartości skutecznej, wykorzystywane analogowy napięciowy przetwornik wartości średniej (rys. 1a). W takim przypadku sygnał wyjściowy ww. przetwornika proporcjonalny jest do wartości skutecznej sinusoidalnego sygnału pomiarowego.



Rys. 1. Przetworniki napięciowe o otwartej strukturze układu: (a) przetwornik wartości średniej; (b), (c), (d) — przetworniki wartości skutecznej (UW — układ wejściowy, PR — prostownik operacyjny, FD — filtr dolnoprzepustowy, K — kwadrator, SH — układ próbkująco-pamiętający, A/C — przetwornik analogowo-cyfrowy, μP — system mikroprocesorowy)

Fig. 1. Voltage transducers with open system: (a) average value transducer, (b), (c), (d) rms value transducers (UW — input circuit, PR — operating rectifier, K — squaring circuit, SH — sample-and-hold circuit, A/C — analog-to-digital converter, μP — microprocessor)

Pomiar wartości skutecznej sygnałów odkształconych realizować można w układach przetworników o tzw. strukturze otwartej (rys. 1b, c i d) lub w układach zamkniętych (rys. 2) [1, 16].

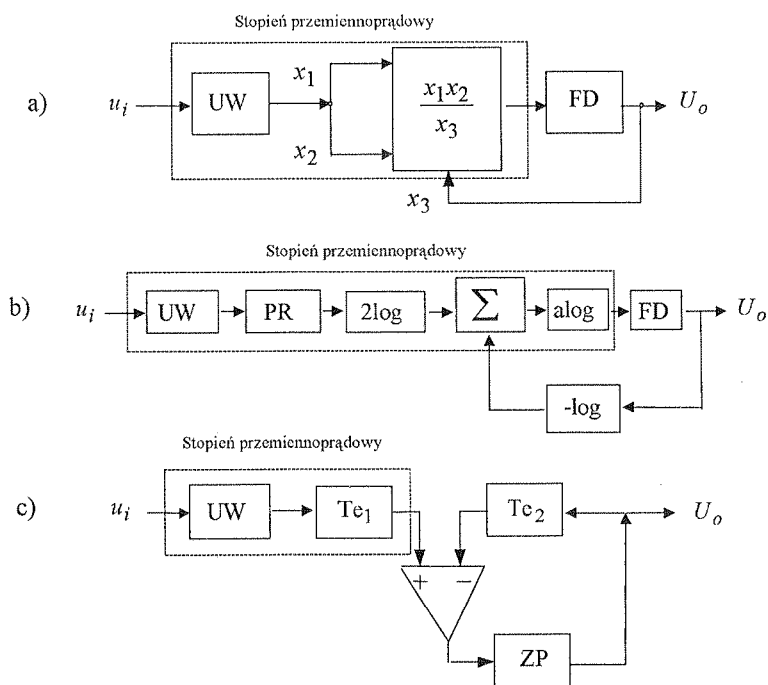
Przetworniki napięciowe wartości skutecznej o strukturze otwartej (rys. 1b i c) wykorzystywane są najczęściej do mierzenia sygnałów o częstotliwości technicznej tzn. 50-60 Hz [1, 16]. W przetwornikach tych poszczególne bloki realizują kolejno operacje wynikające z definicji wielkości mierzonej.

W nowoczesnych przetwornikach o strukturze otwartej rolę kwadratora pełnią mnożniki z modulacją szerokości i amplitudy impulsów (tzw. mnożniki TDM) [1, 2]. Ze

względem na właściwości mnożnika, tego rodzaju przetworników nie można stosować do przetwarzania szybkozmiennych sygnałów o kształtach o przebiegu impulsowym.

Układy przedstawione na rys. 1c i d reprezentują przetworniki napięciowe, w których wynik pomiaru wyznaczany jest za pomocą systemu mikroprocesorowego. Przetwornik z rys. 1c jest hybrydowym przetwornikiem wartości skutecznej napięcia. Rola kwadratora w tego rodzaju przetwornikach pełnić mogą transkonduktancyjne układy mnożące, mnożniki uniwersalne lub wielofunkcyjne logarytmujące układy operacyjne [1, 2, 3, 16]. Rys. 1d przedstawia napięciowy przetwornik próbkujący. Właściwości częstotliwościowe tych przetworników określone są parametrami dynamicznymi analogowej części ich układu [1, 16].

Do przetwarzania sygnałów o kształtach o dużym udziale wyższych harmonicznych, w szerokim paśmie częstotliwości, wykorzystywane są przetworniki o zamkniętej strukturze układu [1, 16] — rys. 2. Przetworniki takie wykonywane są obecnie w postaci monolitycznych lub hybrydowych układów scalonych [5].



Rys. 2. Przetworniki wartości skutecznej napięcia o zamkniętej strukturze układu: przetwornik z kwadratorem ilorazowym — zasada działania (a), schemat blokowy układu rzeczywistego (b), termoelektryczny przetwornik komparacyjny (c) (Te_1, Te_2 — przetworniki termoelektryczne, ŻP — źródło prądowe)

Fig. 2. RMS value voltage transducers with closed system: (a) transducer with the squaring-divide circuit — the general principle of operation, (b) block diagram of a real system, (c) comparing thermal transducer (Te_1, Te_2 — thermal converters, ŻP — current source)

Najbardziej rozpowszechnionym układem scalonego przetwornika wartości skutecznej jest układ z tzw. kwadratorem ilorazowym — rys. 2a. Zasadniczym elementem tego przetwornika jest układ mnożąco-dzielący. Na wyjściu tego układu występuje sygnał proporcjonalny do kwadratu sygnału wejściowego odniesiony do aktualnej wartości wielkości mierzonej. Cechą charakterystyczną przetworników z kwadratorem ilorazowym jest szeroki zakres zmienności wartości wielkości mierzonej oraz szerokie częstotliwościowe pasmo przetwarzania [1, 16]. Z tego względu takie przetworniki mogą być stosowane w przyrządach klasy laboratoryjnej. Przykładem takiego przyrządu jest multimetr firmy Datron Wavetek typu 1281 [4]. W praktyce przetworniki z kwadratorem ilorazowym realizowane są na bazie wzmacniaczy logarytmujących i alogarytmujących (rys. 2b). Rolę układu dzielącego, w tym przetworniku, pełni sumator.

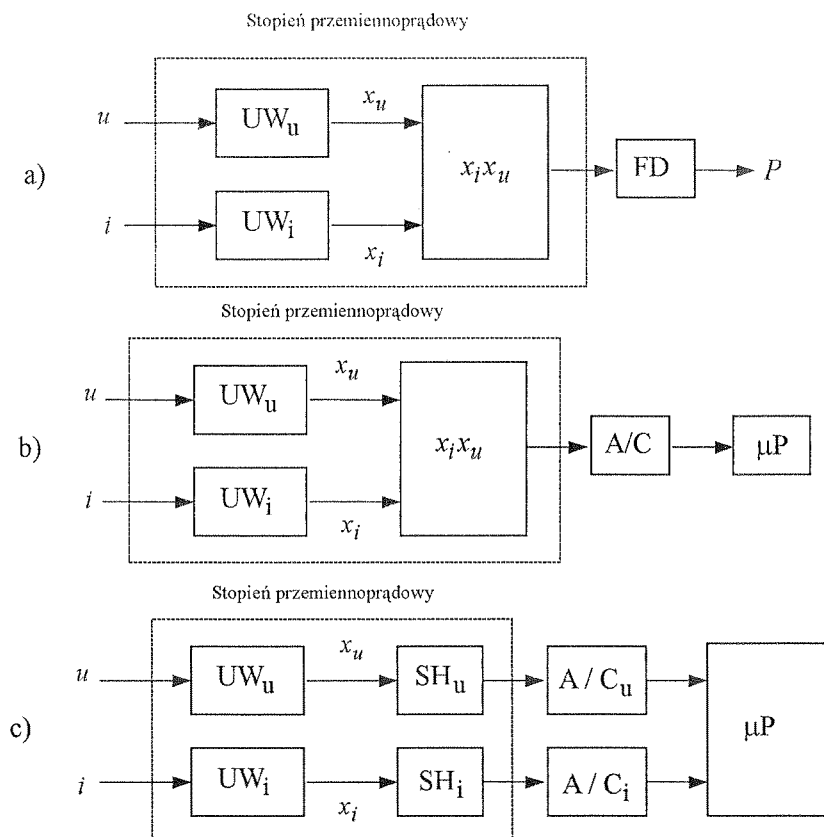
Na rys. 2c przedstawiono termoelektryczny przetwornik komparacyjny. W przetwornikach tych następuje porównanie sygnałów wyjściowych dwóch przetworników termoelektrycznych Te_1, Te_2 . Ze względu na dużą bezwładność czasową i duży koszt termoelementów, przetworniki komparacyjne z termoelementami wykorzystywane są w przyrządach laboratoryjnych i kalibratorach. Wad tych nie posiadają jedynie termotranzystorowe przetworniki komparacyjne, które wykonywane są w postaci hybrydowych układów scalonych [8, 9]. Przetworniki termotranzystorowe charakteryzują się szerokim częstotliwościowym pasmem przetwarzania i dużą dopuszczalną wartością współczynnika szczytu sygnału wejściowego.

Przetworniki przeznaczone do pomiaru mocy czynnej, przy przebiegach sinusoidalnych oraz przy przebiegach odkształconych, realizowane są obecnie w trzech wersjach: analogowej, hybrydowej oraz jako przetworniki próbkujące [1, 16] — rys. 3.

W przetwornikach analogowych (rys. 3a) i hybrydowych (rys. 3b) iloczyn wartości chwilowych sygnałów wejściowych (prądowego i napięciowego) określany jest za pomocą mnożnika analogowego.

Nowoczesne przetworniki przeznaczone do pracy z sygnałami o częstotliwości przemysłowej, i niezbyt dużym odkształceniu, realizowane są na bazie mnożnika TDM. W przetwornikach charakteryzujących się szerokim częstotliwościowym pasmem przetwarzania stosowane są mnożniki transkonduktancyjne, mnożniki uniwersalne, logarytmujące układy wielofunkcyjne oraz mnożniki termoelektryczne.

Ostatnim układem przedstawionym na rys. 3 jest przetwornik próbkujący. Do poprawnej pracy próbkujących przetworników mocy wymagane jest synchroniczne próbkowanie obu sygnałów wejściowych. W przypadku wykorzystywania przetworników próbkujących do przetwarzania sygnałów, których częstotliwość harmonicznej podstawowej zmienia się w szerokim zakresie wartości, stosować należy układy synchronizacji próbkowania wykorzystujące generator z pętlą fazową (z tzw. pętlą PLL). Taki sposób synchronizacji próbkowania sygnałów wejściowych znacznie zwiększa koszt i komplikuje układ przetwornika. Z tego względu przemysłowe przetworniki pomiarowe mocy realizowane są najczęściej na bazie mnożników analogowych.



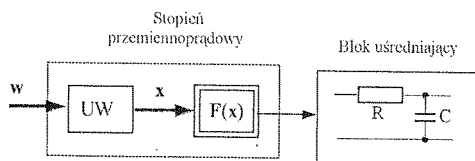
Rys. 3. Przetworniki pomiarowe mocy czynnej: analogowy (a), hybrydowy (b) i próbkujący (c) (UW_u, UW_i — układy wejściowe toru napięciowego i prądowego, $SH_u, A/C_u$ oraz $SH_i, A/C_i$ układy próbkująco-pamiętające oraz przetworniki analogowo-cyfrowe wymienionych torów przetwornika)

Fig. 3. Active power transducers: analog (a), hybrid (b) and sampling (c) (UW_u, UW_i — input circuits of the voltage and current line, $SH_u, A/C_u$ and $SH_i, A/C_i$ — sample-and-hold circuits and analog-to-digital converters specification lines of the transducer)

3. PARAMETRY SZYBKOSCIOWE PRZETWORNIKÓW WIELKOŚCI ELEKTRYCZNYCH

Przydatność przetworników pomiarowych wielkości elektrycznych do pracy z odkształconymi sygnałami wejściowymi określają właściwości tzw. stopnia przemiennoprądowego [11, 12, 13, 15]. Nazwą tą objęta jest wejściowa część układu przetwornika, w której realizowane są operacje na sygnałach przemiennych — rys. 4.

W przetwornikach analogowych stopień przemiennoprądowy stanowią układy poprzedzające blok uśredniający (rys. 1a i b, rys. 2 i rys. 3a i b). Stopniem przemien-

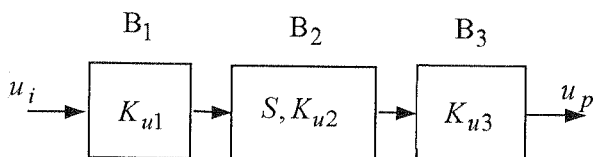


Rys. 4. Struktura stopnia przemiennoprądowego przetworników (w, x — wektory sygnałów wejściowych odpowiednich bloków): $w = [u, i]$, $x = [x_u, x_i]$ — dla przetworników mocy, $w = u_i$, $x = x_u$ — dla przetworników napięciowych, UW — układ wejściowy, $F(x)$ — nieliniowy blok operacyjny (nie występuje w przetwornikach próbkujących): $F(x) = |x_u|$ i $F(x) = (x_u)^2$ — odpowiednio dla przetworników napięciowych wartości średniej i skutecznej, $F(x) = x_u \cdot x_i$ — dla przetworników mocy

Fig. 4. Structure of an AC-stage of transducers (w, x — are vectors of input signals of respective blocks: $w = [u, i]$, $x = [x_u, x_i]$ — for power transducers, $w = u_i$, $x = x_u$ — for voltage transducers, $F(x)$ — non-linear operational block (not used in sampling transducers): $F(x) = |x_u|$ i $F(x) = (x_u)^2$ — for average value and rms value voltage transducers respectively, $F(x) = x_u \cdot x_i$ — for power transducers)

noprądowym przetworników hybrydowych (rys. 1c) i próbkujących (rys. 1c i 3c) jest analogowa część układu tych przetworników.

Stopień przemiennoprądowy przetworników napięciowych (rys. 1 i rys. 2) ma strukturę kaskadową. O przesterowaniu szybkościowym takich układów decyduje blok charakteryzujący się najmniejszą szerokością pasma przetwarzania mocy sygnału wejściowego [15]. W schemacie blokowym przedstawionym na rys. 5 przyjęto przykładowo, że takimi właściwościami charakteryzuje się blok B_2 . Blok ten, jako jedyny, ma ograniczoną do wartości S szybkość zmian sygnału wyjściowego.



Rys. 5. Kaskadowe połączenie bloków składowych stopnia przemiennoprądowego (K_{u1} , K_{u2} , K_{u3} — współczynniki wzmocnienia napięciowego kolejnych bloków układu)

Fig. 5. Cascade connection of constituent blocks of the AC-stage (K_{u1} , K_{u2} , K_{u3} — voltage gain of following blocks of the system)

Biorąc pod uwagę aspekt praktyczny autor artykułu proponuje, aby do charakteryzowania przetworników napięciowych, przeznaczonych do pracy z odkształconymi sygnałami wejściowymi, stosować tzw. dopuszczalną szybkość zmian S_d sygnału wejściowego. Przetwornik pracował będzie bez przesterowania szybkościowego, jeśli maksymalna szybkość zmian S_{um} sygnału, występującego na jego wejściu, będzie mniejsza od wartości dopuszczalnej S_d (tzn. $S_{um} < S_d$). Za wykorzystaniem parametru S_d w praktyce przemawia łatwość pomiaru jego wartości np. za pomocą oscyloskopu. Znajac parametr S_d częstotliwość graniczną f_p przyrządu wyznaczyć można za pomocą

zależności [15]:

$$f_p = \frac{S_d}{2 \cdot \pi \cdot U_m} \quad (1)$$

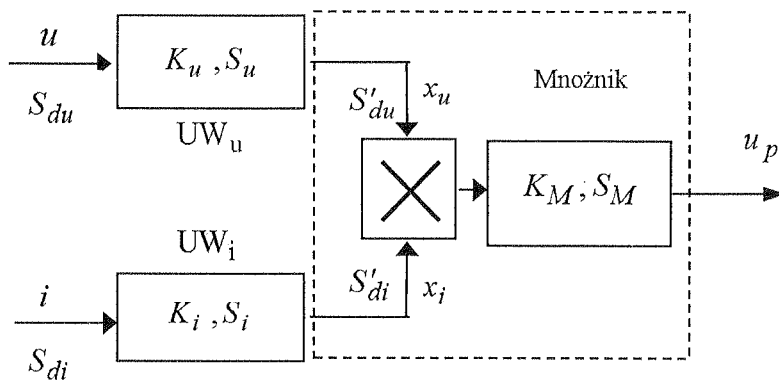
gdzie: U_m oznacza wartość maksymalną sinusoidalnego sygnału wejściowego przyrządu.

Dla układu z rys. 5: $S_d = \frac{S}{K_{u1} \cdot K_{u2}}$.

Do celów porównawczych należy posługiwać się częstotliwością graniczną f_p wyznaczoną dla sygnału sinusoidalnego o wartości skutecznej, dla której wyznaczany jest błąd podstawowy przyrządu. W dalszej części artykułu wyjaśniono, w jaki sposób częstotliwość f_p wykorzystać można do wyznaczenia częstotliwości granicznej f_{pD} pasma przetwarzania mocy sygnału odkształconego, którego wartość skuteczna równa jest wartości skutecznej sygnału sinusoidalnego.

Dopuszczalną szybkość zmian sygnałów wejściowych (prądowego S_{di} oraz napięciowego S_{du}) wyznaczyć należy również dla przetworników mocy czynnej. Celowość wyznaczania tych parametrów dla przetworników, których tory wejściowego mogą być przesterowane niezależnie, autor artykułu wyjaśnił w pracy [12]. Przetwornikami takimi są: przetworniki próbkujące, przetworniki z mnożnikiem impulsowym oraz przetworniki wykorzystujące logarytmujące układy wielofunkcyjne.

Odrębnego omówienia wymagają przetworniki mocy wykorzystujące mnożnik Gilberta lub mnożnik uniwersalny [2, 3]. Schemat blokowy stopnia przemiennoprądowego takiego przetwornika przedstawia rys. 6.



Rys. 6. Schemat blokowy przesterowanego stopnia przemiennoprądowego przetwornika mocy z mnożnikiem uniwersalnym (S_{du} , S_{di} — są dopuszczalnymi szybkościami zmian sygnałów wejściowych x_u oraz x_i mnożnika, K_u oraz K_i są współczynnikami przetwarzania torów wejściowych (napięciowego i prądowego) przetwornika

Fig. 6. Block diagram of an overloading AC-stage of the power transducer with universal multiplier (S_{du} , S_{di} — are slow rate of input signals x_u and x_i of the multiplier, K_u and K_i are processing constant of input line (voltage and current) of the transducer

Przy nieprawidłowym doborze maksymalnych szybkości S_u i S_i sygnałów wyjściowych wzmacniaczy operacyjnych zastosowanych w układach wejściowych UW_u i UW_i , w stosunku do maksymalnej szybkości S_M sygnału wyjściowego mnożnika, przesterowane szybkościowo mogą być jednocześnie układy wejściowe oraz mnożnik. Parametry S_u i S_i wzmacniaczy, przy których mnożnik decyduje o przesterowaniu szybkościowym przetwornika, wyznaczyć można w sposób następujący. Przesterowanie mnożnika występuje, wtedy gdy pochodna czasowa iloczynu wartości chwilowych sygnałów wejściowych x_i i x_u oraz stałej K_M mnożnika jest większa lub równa maksymalnej szybkości zmian S_M jego sygnału wyjściowego:

$$\max \left[\frac{d(K_M \cdot x_u \cdot x_i)}{dt} \right] \geq S_M \quad (2)$$

Typowa wartość stałej K_M równa jest 0.1 [2, 3, 5].

Najbardziej niekorzystne warunki pracy mnożnika występują przy zgodnych w fazie sinusoidalnych sygnałach wejściowych: $x_u = X_{mu} \sin \omega_1 t$ oraz $x_i = X_{mi} \sin \omega_1 t$, których amplitudy X_{mu} i X_{mi} mają wartość równą górnej granicy zakresu przetwarzania odpowiednich torów wejściowych mnożnika [2, 3, 16]. Dla ww. sygnałów wejściowych zal. (2) przekształcić można do postaci:

$$S'_{du} X_{mi} + S'_{di} X_{mu} = 2 \frac{S_M}{K_M} \quad (3)$$

gdzie: S'_{du} , S'_{di} oznaczają dopuszczalne szybkości zmian sygnałów wejściowych mnożnika (rys. 6).

Przy wyznaczaniu zal. (3) przyjęto, że maksymalne szybkości zmian sygnałów x_u oraz x_i równe są odpowiednio parametrom S'_{du} i S'_{di} mnożnika ($S'_{du} = \omega_1 X_{mu}$, $S'_{di} = \omega_1 X_{mi}$). Aby układy UW_u i UW_i (rys. 6) nie były przesterowane szybkościowo parametry S_u i S_i , wzmacniaczy operacyjnych stosowanych w tych układach, muszą być większe lub równe parametrom S'_{du} i S'_{di} : ($S_u \geq S'_{du}$, $S_i \geq S'_{di}$), których wartości spełniają zal. (3). Ponieważ $S'_{di} = K_i S_{di}$ oraz $S'_{du} = K_u S_{du}$ (rys. 6), zal. (3) przekształcić można do postaci:

$$K_u S_{du} X_{mi} + K_i S_{di} X_{mu} = 2 \frac{S_M}{K_M} \quad (4)$$

Wyrażenie (4) określa związek pomiędzy parametrami S_{du} i S_{di} przetwornika oraz parametrem S_M mnożnika zastosowanego w jego układzie.

Jeżeli mnożnik pełni rolę kwadratora, występującego np. w przetwornikach wartości skutecznej, to $X_u = X_i = X$ i $X_{mi} = X_{mu} = X_m$, $S_{du} = S_{di} = S_d$ oraz $K_u = K_i = K$. Dla kwadratora wyrażenie (4) przyjmuje postać:

$$S_d = \frac{S_M}{X_m \cdot K_M \cdot K} \quad (5)$$

Do określenia częstotliwości granicznej f_p pasma przetwarzania mocy sinusoidalnych sygnałów wejściowych przetworników napięciowych oraz częstotliwości f_{pi}

i f_{pu} torów wejściowych (prądowego i napięciowego) przetwornika mocy wykorzystać można zal. (1). Natomiast częstotliwość graniczną f_{pD} pasma przetwarzania mocy odkształconych sygnałów wejściowych, wymienionych przetworników, wyznaczyć można z zależności [15]:

$$f_{pD} = \frac{f_p}{\delta S_x} \quad (6)$$

W zal. (6) δS_x jest *względna szybkością zmian* sygnałów odkształconych x . Współczynnik δS_x zdefiniowano jako stosunek maksymalnej wartości modułu szybkości zmian S_x sygnału odkształconego do maksymalnej szybkości zmian S_{wm} sygnału harmonicznego w , o takiej samej wartości skutecznej [15]:

$$\delta S_x = \frac{df}{S_{wm}} \max |S_x| \quad (7)$$

W odróżnieniu od stosowanych dotychczas współczynników charakteryzujących przebieg sygnałów odkształconych tj.: współczynnik niesinusoidalności, współczynnik zawartości harmonicznych oraz współczynnik odkształcenia [15], współczynnik δS_x jest jedynym współczynnikiem wykorzystującym szybkość zmian do określenia niesinusoidalności sygnału. Uwzględnia przy tym, podobnie jak ww. współczynniki, udział harmonicznych odkształcających sygnał. Postać zal. (7) wskazuje na możliwość definiowania współczynnika δS_x jako stosunku maksymalnej wartości modułu ekstremalnej szybkości zmian sygnału odkształconego do maksymalnej szybkości zmian harmonicznej podstawowej tego sygnału. Z matematycznego punktu widzenia taki sposób definiowania współczynnika δS_x jest również poprawny. Należy jednak pamiętać, że przedmiotem rozważań są przetworniki wielkości elektrycznych, które kalibrowane są za pomocą sinusoidalnego sygnału testującego. W warunkach przemysłowych przetworniki pracują z odkształconymi sygnałami wejściowymi. W związku z tym użytkownika przyrządu pomiarowego interesuje prosty sposób wyznaczania częstotliwości granicznej f_{pD} (zal. 6), przy której można mierzyć sygnał odkształcony bez wpływu przesterowania szybkościowego. Wymagana jest jedynie informacja o parametrze f_p przyrządu dla sygnału sinusoidalnego (zal. 1), o wartości skutecznej równej wartości skutecznej sygnału odkształconego występującego aktualnie na jego wejściu.

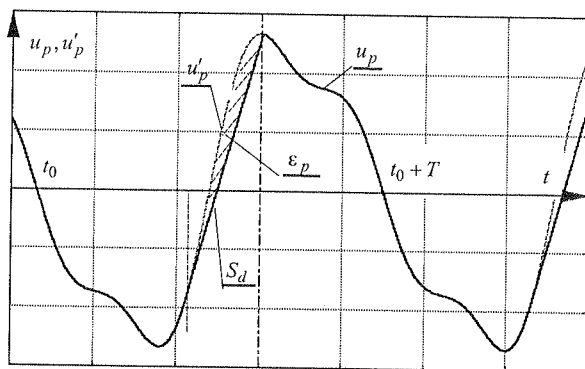
4. BŁĄD PRZESTEROWANIA PRZETWORNIKÓW

Jeśli sygnał pomiarowy charakteryzuje się szybkością większą od dopuszczalnej szybkości zmian S_d sygnałów wejściowych przetwornika, to przetwarzany jest przez stopień przemiennoprądowy ze zniekształceniami spowodowanymi przesterowaniem szybkościowym. Jest to przyczyną dodatkowej składowej ε_p błędu dynamicznego stopnia przemiennoprądowego [15]. Błąd ten wynika z różnicy przebiegu sygnału wyjścio-

wego u_p przesterowanego szybkościowo stopnia przemiennoprądowego oraz sygnału u'_p występującego na wyjściu tego układu, gdy pracuje on bez przesterowania (rys. 7):

$$\varepsilon_p = u_p - u'_p \quad (8)$$

Błąd ε_p spowodowany jest nieliniową pracą wzmacniaczy operacyjnych. Natomiast błąd dynamiczny, w ujęciu klasycznym [2], występuje podczas liniowej pracy ww. wzmacniaczy i jego przyczyną jest, uwzględniona w modelu liniowym, inercja stopnia przemiennoprądowego.



Rys. 7. Sygnał wyjściowy u_p przesterowanego szybkościowo stopnia przemiennoprądowego oraz sygnału wyjściowego u'_p występujący na wyjściu tego układu, gdy nie jest on przesterowany

Fig. 7. Time-domain response u_p overloaded AC-stage and output signal u'_p of this system working without overloading

Pomimo czasowej zależności, błąd dynamiczny ε_p ma wpływ na błąd rozpatrywanych przetworników wielkości elektrycznych, w ustalonym stanie ich pracy. Przyczyną tego jest uśrednianie sygnału wyjściowego u_p stopnia przemiennoprądowego (rys. 4), realizowane w układach ww. przetworników.

Błąd Δ_p przetworników, którego przyczyną jest przesterowanie szybkościowe zdefiniowano jako różnicę sygnału wyjściowego Y_p przetwornika przesterowanego oraz sygnału Y występującego na jego wyjściu, gdy pracuje on bez przesterowania [15]:

$$\Delta_p^{df} = Y_p - Y = \frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_p dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_p dt - \frac{1}{T} \int_0^T u'_p dt \quad (9)$$

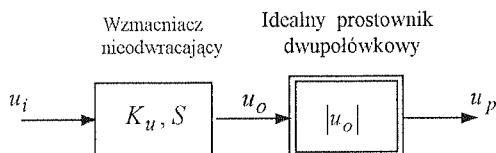
Wartości Y_p i Y sygnału wyjściowego wyznaczone muszą być przy zachowaniu stałej wartości wielkości mierzonej przez przetwornik.

Błąd Δ_p nazwano błędem przesterowania. W praktyce, do celów porównawczych, stosować można względny błąd przesterowania δ_p [15]:

$$\delta_p^{df} = \frac{\Delta_p}{Y} = \frac{Y_p}{Y} - 1 \quad (10)$$

5. WPŁYW PRZESTEROWANIA SZYBKOSCIOWEGO NA BŁĄD PRZETWORNIKÓW

Do określenia ilościowego wpływu przesterowania szybkościowego na błąd, zdefiniowany zał. (10), wykorzystano najprostszy wyidealizowany układ stopnia przemien-nopądowego przetwornika wartości średniej (rys. 8).



Rys. 8. Uproszczony stopień przemiennopądowy przetwornika wartości średniej

Fig. 8. Simplified AC-stage of an average value transducer

Układ ten tworzy szeregowe połączenie wzmacniacza nieodwracającego, charak-teryzującego się wzmocnieniem równym K_u i maksymalną szybkością zmian sygnału wyjściowego o wartości S , oraz idealnego prostownika dwupołkowego.

Niezbędny do wystąpienia błędu przesterowania, przyrost maksymalnej szybkości S_{um} sygnału wejściowego układu, ponad wartość dopuszczalną S_d , zaistnieć może w dwóch przypadkach. W pierwszym przypadku przyczyną przyrostu parametru S_{um} jest wzrost częstotliwości sygnału wejściowego ponad wartość graniczną f_{pD} (zał. 6), z zachowaniem jego kształtu. W drugim przypadku zaś, wzrost wartości parametru S_{um} określa odpowiednia zmiana kształtu sygnału, bez zmiany jego częstotliwości.

W celu zobrazowania wpływu wzrostu częstotliwości sygnału wejściowego na wartość błędu przesterowania przyjęto, że na wejściu rozpatrywanego przetwornika występują sygnały piłokształtne: symetryczny (rys. 9a) oraz asymetryczny (rys. 9b). Jeśli częstotliwość tych sygnałów jest mniejsza od częstotliwości granicznej f_{pD} , to wzmacniacz wejściowy (rys. 9) stopnia przemiennopądowego pracuje liniowo. W tym przypadku maksymalna szybkość zmian obu sygnałów piłokształtnych jest mniejsza od dopuszczalnej tzn. $S_u = S_{um} < S_d$.

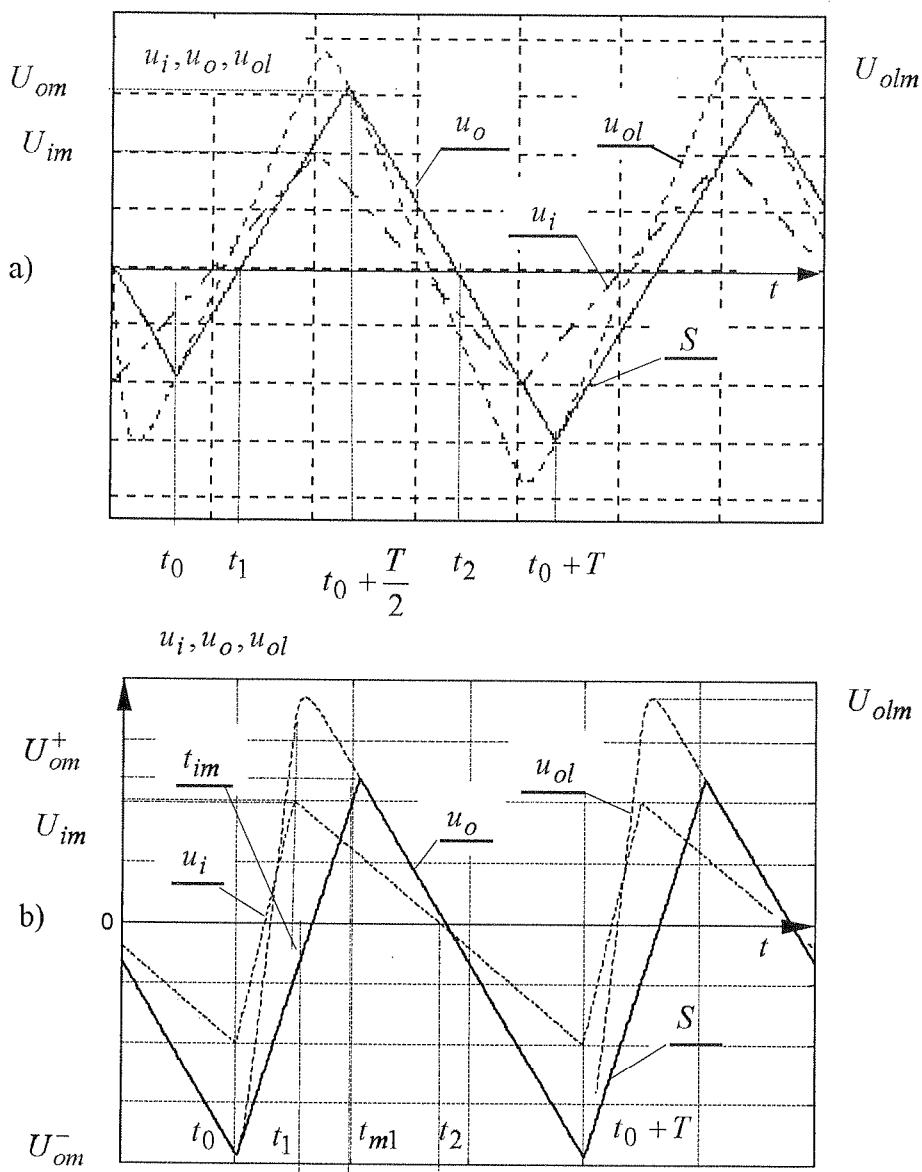
Sygnał wyjściowy U_o przetwornika wartości średniej, w zależności od przebiegu sy-gnału wejściowego, opisują odpowiednio wyrażenia [15]:

— przy symetrycznym sygnale wejściowym (rys. 9a):

$$U_o = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u_{ol}| dt = \frac{4}{T} S \int_{t_0}^{t_0+\frac{T}{4}} t dt = 0.5 \cdot K_u \cdot U_{im} \quad (11)$$

Rys.

Fig.



Rys. 9. Przebieg sygnału wyjściowego u_o przesterowanego oraz pracującego liniowo u_{ol} wzmacniacza, na wejściu którego występuje (a) symetryczny i (b) asymetryczny sygnał piłokształtny u_i

Fig. 9. Time-domain response u_o overloaded and working without overloading u_{ol} of an amplifier with symmetrical (a) and asymmetrical (b) triangular input signals u_i

— przy asymetrycznym sygnale wejściowym (rys. 9b):

$$U_o = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} |u_{ol}| dt = \frac{1}{T} \left\{ \int_{t_0}^{t_1} [-U_{om}^- + S \cdot (t - t_0)] dt + S \int_{t_1}^{t_{m1}} t dt + \right. \\ \left. + \int_{t_{m1}}^{t_2} [U_{om}^+ - S \cdot (t - t_{m1})] dt - S \int_{t_2}^{t_0+T} t dt = K_u \frac{U_{im}^2}{T \cdot S_u^-} \left(1 + \frac{S_u^-}{S_u^+} \right) \right. \quad (12)$$

gdzie: u_{ol} oznacza wartość chwilową sygnału wyjściowego wzmacniacza nieodwracającego pracującego liniowo, U_{om}^- , U_{om}^+ oznaczają odpowiednio dodatnią i ujemną wartość szczytową sygnału wyjściowego przesterowanego wzmacniacza nieodwracającego z asymetrycznym piłokształtnym sygnałem wejściowym (rys. 9b), U_{im} oznacza wartość szczytową piłokształtnych sygnałów wejściowych (rys. 9), S_u^+ , S_u^- oznaczają odpowiednio szybkość narastania oraz szybkość opadania asymetrycznego sygnału piłokształtnego (rys. 9b), S jest maksymalną szybkością zmian sygnału wyjściowego wzmacniacza, K_u jest współczynnikiem wzmocnienia stałonapięciowego wzmacniacza nieodwracającego.

Zal. (11) oraz zal. (12) wyznaczono przy założeniu, że częstotliwość f_1 harmonicznej podstawowej sygnałów piłokształtnych należy do zakresu niskich częstotliwości pasma przetwarzania wzmacniacza nieodwracającego, tzn.: $f_1 \ll 0.1 \cdot f_g$ (f_g - jest częstotliwością graniczną pasma przetwarzania wzmacniacza) [2, 3]. Takie założenie pozwala na pominięcie wpływu małosygnałowych błędów częstotliwościowych na pracę rozpatrywanego przetwornika [2, 3]. Jeśli częstotliwość symetrycznego sygnału piłokształtnego będzie większa lub równa wartości f_{pD} , to $S_u = S_{um} \geq S_d$. Konsekwencją tego jest przesterowanie szybkościowe wzmacniacza wejściowego rozpatrywanego przetwornika (rys. 10a). Wówczas wartość sygnału U_{op} , występującego na jego wyjściu, opisuje wyrażenie [15]:

$$U_{op} = \frac{4}{T} \int_{t_1}^{t_0+\frac{T}{2}} u_{op} dt = S \frac{4}{T} \int_{t_1}^{t_0+\frac{T}{2}} (t - t_1) dt = 0.5 U_{om} = 0.5 \frac{S_d}{S_u} K_u U_{im} \quad (13)$$

gdzie: u_{op} , U_{om} oznaczają odpowiednio wartość chwilową oraz wartość szczytową (rys. 9a) sygnału występującego na wyjściu przesterowanego szybkościowo wzmacniacza nieodwracającego, S_d jest dopuszczalną szybkością zmian sygnału wejściowego ww. wzmacniacza $\left(S_d = \frac{S}{K_u} \right)$.

Uwzględniając zal. (11), zal. (12) oraz związek: $\frac{U_{om}}{U_{olm}} = \frac{S_d}{S_u}$ (rys. 9a) błąd przesterowania przetwornika (zal. 10), z symetrycznym piłokształtnym sygnałem na wejściu, opisać można wyrażeniem [15]:

$$\delta_p = \frac{U_{op} - U_o}{U_o} = \frac{U_{om} - U_{olm}}{U_{olm}} = \frac{S_d}{S_u} - 1 \quad (14)$$

Symetryczne sygnały piłokształtne, o szybkości zmian $S_u \geq S_d$, powodują przesterowanie szybkościowe wzmacniacza w czasie całego swego okresu (rys. 9a). Pomimo takiego przesterowania błąd δ_p przyjmuje wartość od kilku do kilkunastu procent [10, 11, 12, 13, 14, 15]. Świadczy to o auto-kompensacji wartości tego błędu. Przyczyną tego jest symetryczny przebieg sygnału wejściowego oraz uśredniające działanie rozpatrywanego przyrządu.

Przy asymetrycznym piłokształtnym sygnale wejściowym (rys. 9b), o częstotliwości $f_1 \geq f_{pD}$, przyczyną przesterowania szybkościowego wzmacniacza wejściowego jest szybkość zmian zbocza narastającego: $S_u^+ = S_{um} \geq S_d$. Dla takiego sygnału wejściowego na wyjściu rozpatrywanego przyrządu występuje sygnał:

$$\begin{aligned}
 U_{op} &= \frac{1}{T} \left[- \int_{t_0}^{t_1} u_{op} dt + \int_{t_1}^{t_{m1}} u_{op} dt + \int_{t_{m1}}^{t_2} u_{op} dt - \int_{t_2}^{t_0+T} u_{op} dt \right] = \\
 &= \frac{1}{T} \left[\int_{t_0}^{t_1} (U_{olm} - S(t - t_0)) dt + \int_{t_1}^{t_{m1}} S(t - t_1) dt + \right. \\
 &\quad \left. + \int_{t_{m1}}^{t_2} (U_{om}^+ - K_u S_u^-(t - t_{m1})) dt + \int_{t_2}^{t_0+T} K_u S_u^-(t - t_2) dt \right] = \\
 &= \frac{1}{2T} \frac{K_u U_{im}^2}{S_u^-} \left[1 + \left(\frac{U_{om}^+}{U_{olm}} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{S_u^-}{S_d} \right)
 \end{aligned} \tag{15}$$

gdzie: S_u^- jest szybkością zmian opadającego zbocza asymetrycznego piłokształtnego sygnału wejściowego (rys. 9b): $S_u^- < S_d \leq S_u^+ = S_{um}$, U_{um}^+ jest dodatnią wartością szczytową sygnału wyjściowego wzmacniacza przesterowanego szybkościowo, przez asymetryczny piłokształtny sygnał wejściowy (rys. 9b), $\frac{U_{om}^+}{U_{olm}} = \frac{S_u^-}{S_u^+} \cdot \left(\frac{S_u^+}{S_d} - 1 \right)$.

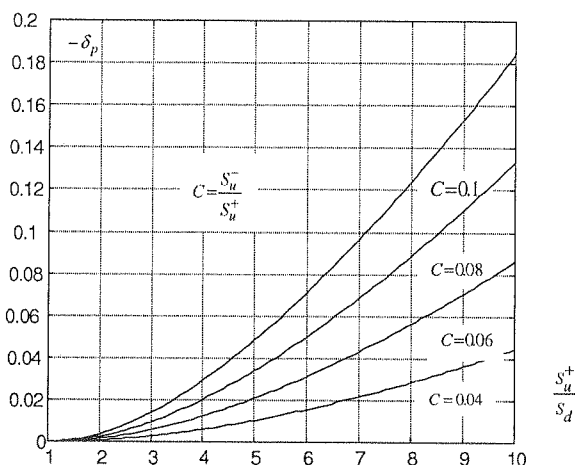
Po uwzględnieniu zał. (12) oraz zał. (15) błąd przesterowania przetwornika (zał. 10), z asymetrycznym piłokształtnym sygnałem wejściowym, opisać można wyrażeniem [15]:

$$\delta_p = 0.5 \left[1 + \left(\frac{U_{om}^+}{U_{olm}} \right)^2 \right] \frac{1 + \frac{S_u^-}{S_d}}{1 + \frac{S_u^-}{S_u^+}} - 1 = 0.5 \left[1 + \left(\frac{U_{om}^+}{U_{olm}} \right)^2 \right] \frac{1 + C \cdot \frac{S_u^-}{S_d}}{1 + C} - 1 \tag{16}$$

gdzie: $C = \frac{S_u^-}{S_u^+}$.

Z zał. 16 wynika, że wartość błędu przesterowania, rozpatrywanego układu, uzależniona jest od asymetrii przebiegu szybkości zmian sygnału występującego na jego wejściu. Asymetria ta wynika z różnicy szybkości narastania S_u^+ oraz szybkości opadania S_u^- ww. sygnału.

Ilustracją graficzną zal. (16) są, przedstawione na rys.10, charakterystyki $\delta_p = f\left(\frac{S_u^+}{S_d}\right)$. Charakterystyki te wyznaczono numerycznie, dla ustalonych wartości stosunku szybkości zmian zboczy opadającego S_u^- i narastającego S_u^+ asymetrycznego sygnału piłokształtnego: tzn. dla $\frac{S_u^-}{S_u^+} = \text{const}$.



Rys. 10. Charakterystyki $\delta_p = f\left(\frac{S_u^+}{S_d}\right)$ dla $\frac{S_u^-}{S_u^+} = \text{const}$

Fig. 10. Characteristics $\delta_p = f\left(\frac{S_u^+}{S_d}\right)$ for $\frac{S_u^-}{S_u^+} = \text{const}$

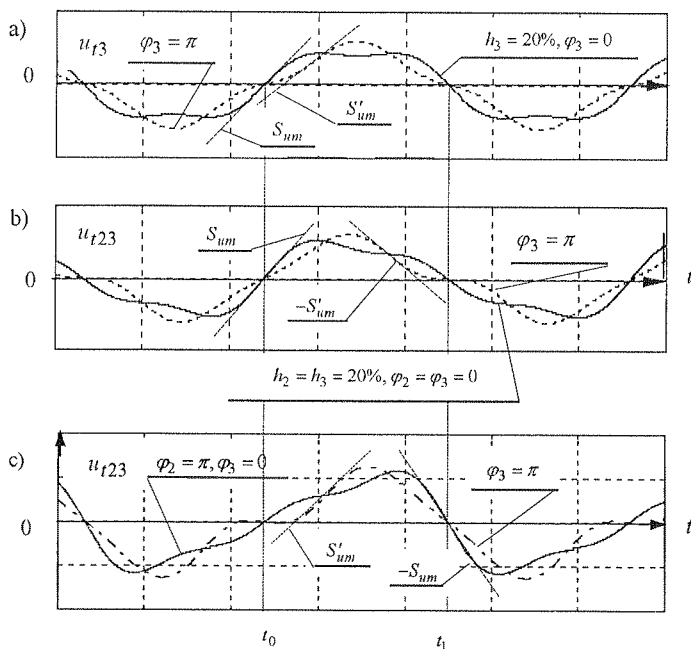
Z przebiegu tych charakterystyk wynika, że nawet niewielki (np. czterokrotny) przyrost szybkości zmian zbocza narastającego S_u^+ , ponad wartość dopuszczalną S_d , może być przyczyną kilkuprocentowego błędu przesterowania przetwornika. Podobny przebieg mają charakterystyki $\delta_p = f\left(\frac{S_u^+}{S_d}\right)$, wyznaczone przy $\frac{S_u^-}{S_u^+} = \text{const}$, gdy na wejściu rozpatrywanego przyrządu występuje asymetryczny sygnał piłokształtny, dla którego $S_u^+ < S_d \leq S_u^-$ [15].

Wnioski z przedstawionych rozważań obowiązują również, gdy na wejściu przetworników występują sygnały o przebiegu innym, niż przebieg piłokształtny [10, 11, 12, 13, 14].

Przesterowanie szybkościowe przetworników występować może również przy odkształconych sygnałach wejściowych, których przebieg opisują funkcje ciągłe. Sygnały takie, podobnie jak idealne sygnały piłokształtne, mogą być przyczyną błędu przesterowania przetworników, jeśli przebieg czasowy szybkości zmian tych sygnałów jest asymetryczny. W odróżnieniu od sygnałów piłokształtnych, przyczyną przyrostu szybkości ww. sygnałów, ponad wartość dopuszczalną S_d , jest nie tylko zmiana ich częstotliwości, lecz również odpowiednia zmiana ich kształtu bez zmiany częstotliwości harmonicznej

$f\left(\frac{S_u^+}{S_d}\right)$
i szyb-
u piło-

podstawowej [15]. Opis sygnałów odkształconych szeregiem Fouriera pozwala na wyjaśnienie przyczyn błędu przesterowania, spowodowanego zmianą kształtu tych sygnałów. Przyjęto przy tym, że na wejściu przetwornika napięciowego wartości średniej z rys. 8 występują sygnały o przebiegu zbliżonym, do rozpatrywanych dotychczas, sygnałów piłokształtnych. Sygnały stanowiące przedmiot rozważań przedstawia rys. 11.



Rys. 11. Sygnał u_{t3} odkształcony trzecią harmoniczną (a) oraz sygnały u_{t23} odkształcone drugą i trzecią harmoniczną (b) i (c)

Fig. 11. Signal u_{t3} deformed with third harmonic (a) and signals u_{t23} deformed with harmonics: second and third

Sygnał u_{t3} z rys. 11a stanowi sumę pierwszej oraz trzeciej harmoniczej, zaś sygnały u_{t23} przedstawione na rys. 11b i c są sumą harmoniczej podstawowej oraz drugiej i trzeciej harmoniczej:

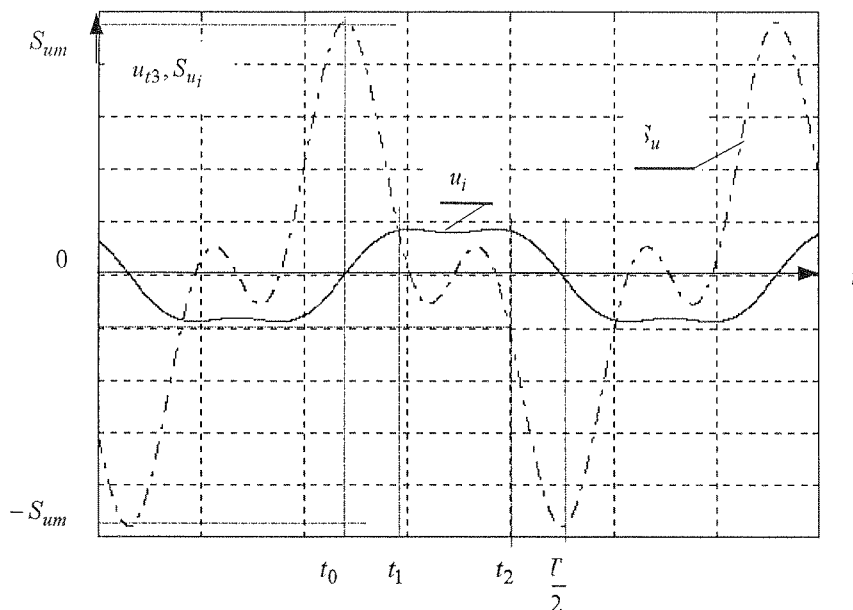
$$u_{t3} = U_{m1} [\sin \omega_1 t + h_3 \sin (3\omega_1 t + \varphi_3)] \quad (17)$$

$$u_{t23} = U_{m1} [\sin \omega_1 t + h_2 \sin (2\omega_1 t + \varphi_2) + h_3 \sin (3\omega_1 t + \varphi_3)] \quad (18)$$

gdzie: φ_2, φ_3 oznaczają odpowiednio fazę drugiej i trzeciej harmoniczej, U_{m1} jest amplitudą podstawowej harmoniczej, h_2, h_3 oznaczają udział odpowiednio drugiej i trzeciej harmoniczej o amplitudach równych U_{m2} i U_{m3} : $h_k = \frac{U_{mk}}{U_{m1}}$ ($k = 2, 3$).

Jeśli maksymalna szybkość S_{um} sygnałów asymetrycznych u_{t23} , z trzecią harmoniczną o fazie $\varphi_3 = 0$ rad, ma wartość większą od dopuszczalnej S_d , to przyczyną przesterowania przetwornika jest narastające zbocze sygnału z rys. 11b lub zbocze opadające

sygnału z rys. 11c. W odróżnieniu od sygnałów odkształconych drugą harmoniczną, sygnał u_{t3} zdeformowany przez trzecią harmoniczną, o fazie $\varphi_3 = 0$ rad (rys. 11a), ma symetryczny przebieg w obu półokresach. Natomiast przebieg szybkości zmian $S_u = f(t)$ sygnału u_{t3} , podczas narastania i opadania tego sygnału, jest asymetryczny — rys. 12.

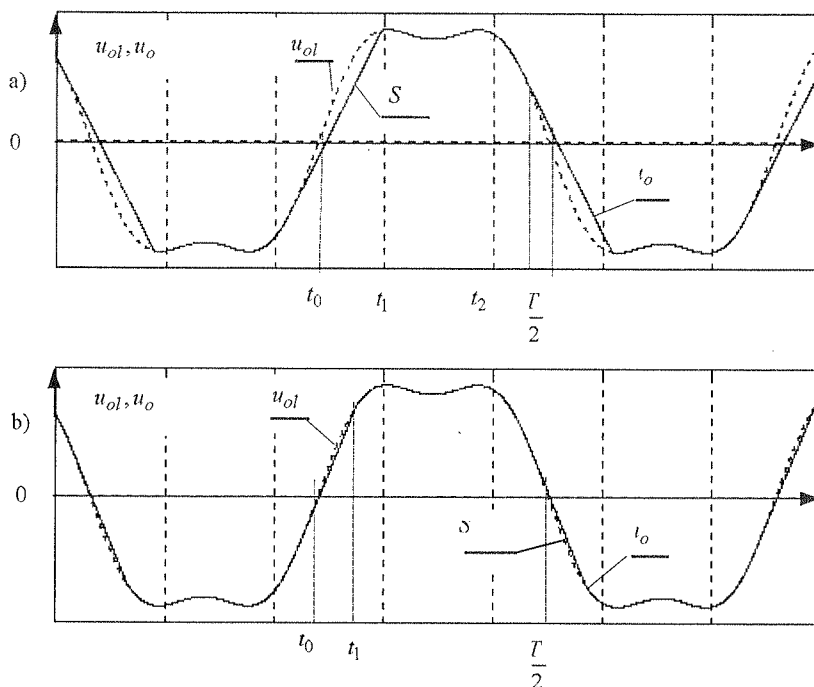


Rys. 12. Sygnał u_{t3} odkształcony trzecią harmoniczną oraz przebieg $S_u = f(t)$ szybkości zmian tego sygnału

Fig. 12. Signal u_{t3} deformed with third harmonic and time-domain function of rate $S_u = f(t)$ of this signal

Jeśli teraz sygnał u_{t3} powodował będzie przesterowanie szybkościowe wzmacniacza wyjściowego przetwornika z rys. (8), to czas $(t_1 - t_0)$ trwania zniekształceń sygnału wyjściowego, których przyczyną jest przesterowanie szybkościowe, podczas narastania sygnału będzie dłuższy, w porównaniu z czasem występowania tych zniekształceń podczas opadania sygnału: $(t_1 - t_0) > \left(\frac{T}{2} - t_2\right)$ — rys. 13a. W skrajnym przypadku, gdy szybkości zmian S_{um} i S_u^- sygnału, w chwilach t_0 i t_2 , spełniają warunek: $S_{um} = S_d > S_u^-$ (S_u^- — oznacza szybkość opadania sygnału), to sygnał ten, w układzie wzmacniacza, przetwarzany będzie ze zniekształceniami deformującymi tylko zbocze narastające każdego półfali — rys. 13b.

Błąd przesterowania przetworników występował będzie, jeśli częstotliwość sygnałów u_{t3} i u_{t23} będzie większa od wartości granicznej f_{pD} (zał. 6). Przy takiej częstotliwości maksymalna szybkość zmian S_{um} sygnałów u_{t3} i u_{t23} , których trzecia harmoniczna



Rys. 13. Przebieg sygnału wyjściowego u_{ol} wzmacniacza pracującego liniowo oraz przebieg sygnału wyjściowy u_o wzmacniacza przesterowanego szybkościowo, z odkształconym trzecią harmoniczną sygnałem wejściowym

Fig. 13. Time-domain response u_{ol} of a linear amplifier and response of high-speed u_o overloaded amplifier with input signal deformed with third harmonic

jest zgodna w fazie z harmoniczną podstawową, musi mieć wartość większą od dopuszczalnej S_d ($S'_{um} > S_d$). Natomiast maksymalna szybkość zmian S'_{um} ww. sygnałów, z trzecią harmoniczną o fazie równej π rad, będzie mniejsza lub równa wartości parametru S_d przetwornika ($S'_{um} \leq S_d$).

Ponieważ sygnały u_{r3} i u_{r23} , których przebieg przedstawia rys. 11, charakteryzują się asymetrią czasowego przebiegu szybkości zmian, to błąd przesterowania przetwornika, z takimi sygnałami wejściowymi, proporcjonalny jest do czasu przesterowania, podobnie jak błąd przesterowania przetwornika z asymetrycznym piłokształtnym sygnałem wejściowym (zal. 16). Czas przesterowania przetworników, niezależnie od kształtu sygnału wejściowego, proporcjonalny jest do maksymalnej szybkości zmian ww. sygnału [12, 15]. W związku z tym zmiana fazy trzeciej harmonicznego sygnałów u_{r3} i u_{r23} , z 0 rad na π rad, będzie przyczyną błędu przesterowania o maksymalnej wartości.

Wartość błędu przesterowania przetworników uzależniona jest również od udziału h_k ($k = 2, 3$) harmonicznnych składowych ww. sygnałów. Podczas badań symulacyjnych stwierdzono, że jednoznaczny związek pomiędzy błędem przesterowania i udziałem h_k ($k = 2, 3$) harmonicznnych składowych sygnałów u_{r3} i u_{r23} występuje, gdy [15]:

— trzecia harmoniczna odkształcająca sygnał u_{t3} ma udział:

$$h_3 \in \langle 0.15, \dots, 0.4 \rangle \quad (19)$$

— udziały drugiej i trzeciej harmonicznej sygnałów u_{t23} mają wartości:

$$h_3 = 0.75 \cdot h_2 \quad \text{dla} \quad h_3 \in \langle 0.1, \dots, 0.3 \rangle \quad \text{i} \quad h_2 = \langle 0.25, \dots, 0.4 \rangle \quad (20)$$

Przy spełnieniu warunków (19) i (20) występuje jednoznaczna zależność błędu przesterowania od maksymalnej szybkości zmian S_{um} sygnałów u_{t3} i u_{t23} , z trzecią harmoniczną o fazie $\varphi_3 = 0$ rad. Ponadto przy wyznaczaniu błędu przesterowania przetworników wartości średniej należy pamiętać, że zmiana fazy trzeciej harmonicznej ma wpływ na wartość średnią z modułu U_{av} ww. sygnałów. Dlatego w celu uzyskania stałej wartości parametru U_{av} , przy zmianie fazy trzeciej harmonicznej o $\Delta\varphi_3$ należy zmienić wartości amplitudy podstawowej harmonicznej ww. sygnałów zgodnie z zależnością [15]:

$$U'_{m1} = U_{m1} \frac{1 + \frac{h_3}{3} \cos \varphi_3}{1 + \frac{h_3}{3} \cos (\varphi_3 + \Delta\varphi_3)} \quad (21)$$

W zależności tej U_{m1} oznacza amplitudę harmonicznej podstawowej, gdy faza trzeciej harmonicznej równa jest φ_3 . U'_{m1} jest amplitudą ww. harmonicznej po zmianie fazy tej harmonicznej do wartości: $\varphi_3 + \Delta\varphi_3$. Przy zmianie fazy trzeciej harmonicznej, udział h_3 tej harmonicznej musi być stały: tzn. $h_3 = \text{const}$.

Podobnie jak przetworniki wartości średniej, na zmiany faz harmonicznych składowych sygnału wejściowego, reagują przetworniki wartości skutecznej sygnałów napięciowych oraz przetworniki pomiarowe mocy. Przy wyznaczaniu błędu przesterowania przetworników wartości skutecznej należy pamiętać, że zmiana faz harmonicznych nie ma wpływu na wartość skuteczną sygnału wejściowego przyrządu. Ponadto błąd przesterowania, niezależnie od zasady działania przetwornika mocy, wyznaczany musi być oddzielnie dla toru napięciowego i prądowego [15].

Na zakończenie można stwierdzić, że wpływ przesterowania na błąd przetwornika określa przebieg szybkości zmian sygnału wejściowego. Jeśli szybkość zmian tego sygnału ma przebieg symetryczny w półokresie, to następuje częściowa autokorekcja błędu i nie jest on proporcjonalny do czasu przesterowania przetwornika. Proporcjonalny związek pomiędzy błędem i czasem przesterowania przetwornika występuje dla sygnałów charakteryzujących się asymetrią przebiegu szybkości zmian w półokresie.

Przyczyną przesterowania szybkościowego jest nie tylko wzrost częstotliwości sygnału wejściowego przetworników. Przesterowanie takie występować może również przy zmianie kształtu ww. sygnału, bez zmiany jego częstotliwości. Kształt sygnałów zmieniać można zmieniając fazę jego harmonicznych. Jedynym wyjątkiem są sygnały z dominującą drugą harmoniczną (np. sygnały u_{t23} (rys. 11b i c)). Zmiana fazy tej harmonicznej, z 0 rad na π rad, nie ma wpływu na błąd przetwornika.

6. WYNIKI BADAŃ LABORATORYJNYCH

Do weryfikacji, przedstawionych w artykule, rozważań teoretycznych wykorzystano wyniki badań laboratoryjnych, których celem była ocena wpływu przesterowania szybkościowego na błąd pomiaru wartości skutecznej napięcia szerokopasmowego elektronicznego multimetru firmy Datron typu 1281 [4]. Za pomocą tego multimetru można mierzyć wartość skuteczną sygnałów napięciowych sygnałów odkształconych o współczynniku szczytu mniejszym lub równym 3 w paśmie częstotliwości od 1Hz do 100kHz.

W badaniach laboratoryjnych wykorzystano sygnał testujący u_{t3} (rys. 11a) odkształcony trzecią harmoniczną, której udział h_3 miał wartości 0.2 oraz 0.4. Zmieniając fazę tej harmonicznej z 0 rad na π rad, za pomocą sygnału u_{t3} , wyznaczono częstotliwościowe charakterystyki $\delta = f(f_1)$ (rys. 14) błędu ww. multimetru:

$$\delta = \frac{U_0 - U_\pi}{U_\pi} \cdot 100\% \quad (22)$$

gdzie: U_0 i U_π — oznaczają odpowiednio wskazanie badanego przyrządu, gdy na jego wejściu występował sygnał testujący, o zgodnych w fazie harmonicznym składowych, oraz wynik pomiaru wartości skutecznej sygnału testującego, którego trzecia harmoniczna miała fazę równą π rad.

Podczas badań wartość skuteczna sygnału testującego była równa 1V.

Syntezę sygnału testującego u_{t3} uzyskano łącząc szeregowo wyjście kalibratora firmy Datron Wavetek typu 4708 z wyjściem generatora SV-40 [15].

Kalibrator typu 4708 był źródłem harmonicznnej podstawowej, zaś generator SV-40 wytwarzał harmoniczną odkształcającą sygnał testujący. Zmianę fazy o π rad tej harmonicznnej uzyskano zmieniając kierunek podłączenia wyjścia generatora SV-40, do układu pomiarowego. Do synchronicznego wyzwiania kalibratora typu 4707 oraz generatora typu SV-40 wykorzystano generator typu G-432. W celu sprawdzenia, czy przyczyną przyrostu błędu δ badanego przyrządu jest przesterowanie szybkościowe z charakterystyk przedstawionych na rys. 14 wyznaczono częstotliwości f_{ph} oraz f'_{ph} . Przyjęto przy tym, że odkształcone trzecią harmoniczną sygnały testujące u_{t3} , których częstotliwość f_1 miała wartości [15]:

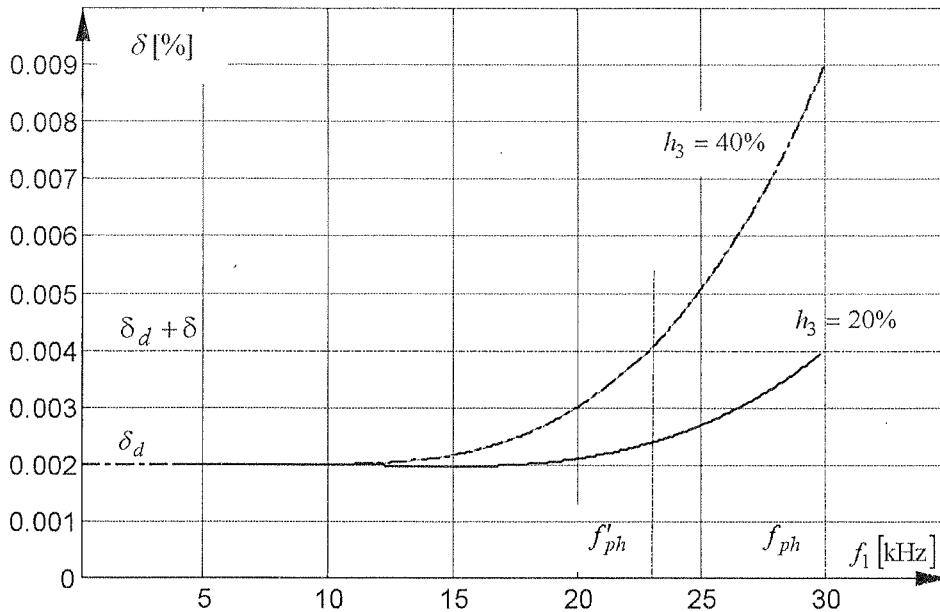
— $f_{ph} = 30\text{kHz}$ dla $h_3 = 20\%$,

— $f'_{ph} = 22.3\text{kHz}$ dla $h'_3 = 40\%$

przetwarzany jest z błędem $\delta = 0.004\%$. Wartość błędu δ określa równanie [15]:

$$\delta = \delta_d + \delta_s \quad \text{dla} \quad f_1 = f_{ph} \quad (23)$$

W zał. (23) δ_s oznacza błąd multimetru dla sygnału sinusoidalnego o częstotliwości f_{ph} , błąd δ_s jest równy 0.002% [4]. δ_d jest wartością błędu badanego przyrządu występującą przy sygnałach testujących o częstotliwości równej dolnej częstotliwości granicznej f_d pasma przetwarzania.



Rys. 14. Charakterystyki $\delta = f(f_1)$ wyznaczone dla multimetru firmy Datron typu 1281

Fig. 14. Characteristics $\delta = f(f_1)$ of the Datron 1281 multimeter

Wyznaczone z charakterystyk $\delta = f(f_1)$ (rys. 14) wartości częstotliwości f_{ph} i f'_{ph} spełniają zależność [15]:

$$\frac{f'_{ph}}{f_{ph}} = \frac{\delta S_u}{\delta S'_u} \cong 0.77 \quad (24)$$

co oznacza, że przebieg tych charakterystyk określa przesterowanie szybkościowe badanego przyrządu.

Postać zal. (24) wynika bezpośrednio z zal. (6), ponieważ częstotliwość graniczna f_p dla obu sygnałów testujących, gdy harmoniczne składowe tych sygnałów mają fazy zgodne, ma taką samą wartość — równą 47.1 kHz [15]. W zal. (24) δS_u oraz $\delta S'_u$ oznaczają współczynniki szybkości zmian sygnału testującego odkształconego trzecią harmoniczną, o udziale odpowiednio równym h_3 i h'_3 . Dla sygnału testującego wykorzystywanego w badaniach współczynniki δS_u oraz $\delta S'_u$ przyjmowały odpowiednio wartości: 1.57 oraz 2.04 [15].

Z przebiegu charakterystyk przedstawionych na rys. 14 wynika, że sygnały odkształcone harmonicznymi o niewielkim udziale, których harmoniczną podstawową ma częstotliwość należąca do zakresu środkowych częstotliwości pasma przetwarzania badanego przyrządu są przyczyną błędu przesterowania o dużej wartości nawet dla multimetrów klasy laboratoryjnej, do których zaliczyć można również multimetr firmy Datron typu 1281.

7. PODSUMOWANIE

Rozważania przedstawione w artykule wskazują na konieczność zmodyfikowania, zalecanego w obowiązujących normach [6], sposobu opisu przydatności przetworników pomiarowych wielkości elektrycznych do pomiaru sygnałów odkształconych. Zalecany w normach zbiór parametrów charakteryzujących przetworniki wielkości elektrycznych nie uwzględnia ograniczenia, do wartości S_d , szybkości zmian sygnałów wejściowych oraz częstotliwości f_p , ograniczającej pasmo przetwarzania mocy sygnałów sinusoidalnych. Znajomość obu parametrów pozwoli uniknąć przesterowania szybkościowego przetworników. Parametr S_d wykorzystać można przy doborze przetwornika, odpowiednio do szybkości zmian S_x sygnału wejściowego ($S_d > S_x$), gdy znany jest przebieg czasowy tego sygnału. Wartość częstotliwości f_p niezbędna jest do wyznaczenia częstotliwości f_{pD} ($f_{pD} \leq f_p$) ograniczającej pasmo przetwarzania, w którym sygnały odkształcone nie powoduje przesterowania szybkościowego przetwornika.

8. BIBLIOGRAFIA

1. J. Bolikowski, L. Czarnecki, M. Miłek: *Pomiar wartości skutecznej i mocy w obwodach o przebiegach niesinusoidalnych*. WNT, Warszawa 1990.
2. W. Golde, R. Śliwa: *Wzmacniacze operacyjne i ich zastosowania — podstawy teoretyczne*. WNT, Warszawa 1982.
3. M. Herpy: *Analog Integrated Circuits*. Akademiai Kiado, Budapest 1984.
4. Instrukcja obsługi multimetru typu 1281 firmy Datron Wavetek
5. Katalogi podzespołów firm: Analog-Devices, Burr-Brown oraz Harris 1990 – 2002.
6. Normy: PN-90/E-06520, PN-92/E-06501/09.
7. E. Nowaczyk: *Dopuszczalny współczynnik szczytu sygnału jako kryterium oceny przyrządu pomiarowego*. Rozprawy Elektrotechniczne Nr 32, 1986, ss. 443-454.
8. W. E. Ott: *A New Technique of Thermal RMS Measurement*. IEEE J. Solide-State Circuits vol. 9, Nr 6, 1975, ss. 79-83.
9. W. E. Ott: *Monolithic Converter Augments AC- Measurement Capabilities*. Electronics vol. 48, Nr 2, 1975, 1975, ss. 79- 83.
10. K. Pacholski: *Błąd przesterowania przetworników napięciowych sygnałów impulsowych*. Kwartalnik Elektroniki i Telekomunikacji z. 1. 1995, ss. 69-87.
11. K. Pacholski: *The High-Speed Overloading Error of Voltage Transducers*. Measurement vol. 15, Nr 3, 1995, ss. 165-168.
12. K. Pacholski: *Wpływ przesterowania szybkościowego na właściwości metrologiczne przetworników mocy czynnej oraz przetworników napięciowych wartości średniej i skutecznej*. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej Nr 759, 1996.
13. K. Pacholski, Z. Marks-Wojciechowska: *The Mathematical Model of Electronic Measuring Transducers for Processing Distorted Signals*. 9th International Symposium IMEKO 1997, Glasgow 1997, ss. 177-180.
14. K. Pacholski: *Wpływ przesterowania szybkościowego na właściwości metrologiczne przetworników pomiarowych mocy czynnej*. Materiały Konferencyjne EPN'97, Zielona Góra 1997, ss. 167-176.
15. K. Pacholski: *Przesterowanie szybkościowe i jego wpływ na właściwości metrologiczne przetworników pomiarowych wielkości elektrycznych*. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej Nr 910, 2002.

16. *Podstawy projektowania inteligentnych przetworników pomiarowych wielkości elektrycznych*. Praca zbiorowa pod redakcją J. Bolińskiego, Wyższa Szkoła Inżynierska w Zielonej Górze, Zielona Góra 1993.

K. PACHOLSKI

THE SPEED PARAMETERS of ELECTRICAL VALUE TRANSDUCERS

S u m m a r y

The and parameters which characterise usefulness to work with distortion input signals of power transducers average electrical value transducers are presented in the paper. These parameters are the limit rise S_d of input signals and the full power frequency f_p of the sinusoidal input signal. These parameters have not been taken into account in description of propriety of exchanged transducers so far.

Keywords: voltage transducers, power transducers, high-speed overloading, overloading error

nego
niski
znac
mi s
rozr
wych
5] i
stosu

Ocena dokładności pomiaru temperatury radiometrem mikrofalowym

BRONISŁAW STEC, WALDEMAR SUSEK, ANDRZEJ DOBROWOLSKI

*Wojskowa Akademia Techniczna, Wydział Elektroniki
ul. Kaliskiego 2, 00 – 908 Warszawa 49
wsusek@wel.wat.edu.pl*

*Otrzymano 2004.01.16
Autoryzowano 2004.06.21*

W artykule przedstawiono analizę czułości i dokładności pomiaru mocy promieniowania termicznego przy pomocy radiometru mikrofalowego, oraz zaprezentowano metodę cyfrowej detekcji synchronicznej, umożliwiającą poprawę parametrów użytkowych radiometru. Na zakończenie przedstawiono analizę statystyczną wyników pomiarów, potwierdzającą wnioski z analizy czułości i dokładności radiometru mikrofalowego z cyfrowym procesorem sygnałowym, pracującego w paśmie 1,5 GHz.

Słowa kluczowe: termograf mikrofalowy, radiometr, promieniowanie termiczne, niepewność

1. WPROWADZENIE

Radiometr mikrofalowy działa w oparciu o pomiar mocy promieniowania termicznego emitowanego przez ciało o temperaturze T większej od 0K. Ze względu na bardzo niskie poziomy mocy tego promieniowania w zakresie mikrofalowym, szczególnego znaczenia nabiera zagadnienie określenia podstawowych parametrów radiometru, jakimi są jego czułość i dokładność. W literaturze przedmiotu czułością radiometru, lub rozróżnialnością temperaturową, nazywa się minimalną zmianę mocy szumów wejściowych systemu odbiorczego, która jest detekowalna na wyjściu radiometru [1, 2, 3, 4, 5] i oznacza się ΔT_{min} . W praktyce czułość radiometru określa się przez wyznaczenie stosunku przyrostu wartości składowej stałej ΔU_{sr} i wartości skutecznej składowej

zmiennej σ_{wy} przebiegu na wyjściu filtru FDP. Wyróżnienie zamiany ΔT na wyjściu jest możliwe wtedy, gdy spełniony jest warunek

$$\Delta U_{sr} \geq \sigma_{wy} \quad (1)$$

Biorąc powyższe pod uwagę, wyrażenie określające czułość radiometru możemy napisać w postaci

$$\frac{dU_{sr}}{dT_{sys}} \Delta T_{\min} = \sigma_{wy} \quad (2)$$

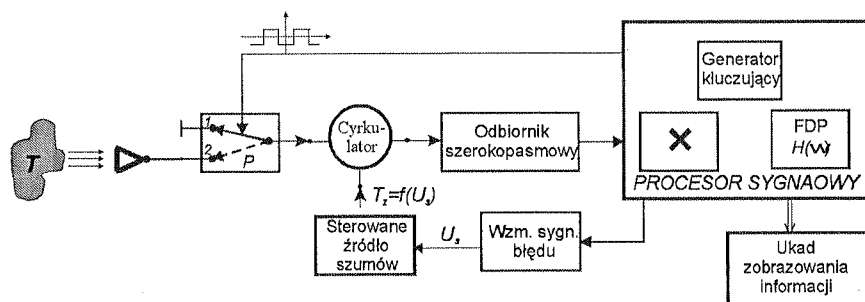
gdzie pochodna $\frac{dU_{sr}}{dT_{sys}}$ określa nachylenie charakterystyki radiometru $U_{sr} = f(T_{sys})$, a T_{sys} jest wielkością proporcjonalną do całkowitej mocy шумów systemu odbiorczego. Dla radiometrów, w których występuje liniowa zależność pomiędzy składową stałą sygnału na wyjściu a mocą sygnału wejściowego (radiometry z detektorem kwadratowym) wartość pochodnej, przy założeniu stałości T_{sys} , jest stała i równa α , a wzór (2) przyjmuje postać

$$\Delta T_{\min} = \frac{1}{\alpha} \sigma_{wy} \quad (3)$$

2. CZUŁOŚĆ RADIOMETRU MIKROFALOWEGO

2.1. ZAŁOŻENIA

Analizie poddano radiometr mikrofalowy z zerowym odczytem przedstawiony na rys. 1, w którym funkcje detektora synchronicznego i filtru dolnoprzepustowego, realizuje cyfrowy procesor sygnałowy [6, 7, 8].



Rys. 1. Radiometr mikrofalowy z zerowym odczytem

Fig. 1. Microwave radiometer with zero reading

W radiometrze tego typu, eliminowany jest wpływ zmian wzmocnienia na temperaturę шумów systemu T_{sys} i wyrażenie (3) można wykorzystać do oceny czułości tego

wyjściu

(1)

y napi-

(2)

 T_{sys}), a

orczego.

wą stałą

wadrato-

wzór (2)

(3)

iony na

ego, re-

radiometru. Układ prezentowany na rys. 1 dokonuje porównania znanej temperatury T_z źródła szumów odniesienia i temperatury T promieniowania odebranego przez antenę, dzięki przełączaniu wejścia odbiornika pomiędzy antenę i źródło odniesienia. W wyniku tego porównania następuje określenie temperatury T . Eliminowany jest także wpływ szumów systemu na składową stałą sygnału na wyjściu filtru FDP ze względu na fakt, że składowa szumów systemu, która pochodzi od szumów własnych odbiornika, jako nie skorelowana z sygnałem przełączającym, nie bierze udziału w jej tworzeniu.

Analiza procesu na wyjściu filtru FDP radiometru przedstawionego na rys. 1 prowadzi do zależności na czułość w postaci [2]

$$\Delta T_{\min} = 2T_{sys} \sqrt{\frac{2B_{mcz}}{B_{wcz}}} \quad (4)$$

która jest funkcją T_{sys} , pasma filtru odbiorczego B_{wcz} zdefiniowanego jako statystycznie równoważne pasmo szumów [9] i skutecznego pasma szumów B_{mcz} filtru FDP radiometru.

2.2. CZUŁOŚĆ A WYMAGANY CZAS TRWANIA POMIARU

W analizowanym radiometrze zastosowano filtr FDP 2-go rzędu o pulsacji charakterystycznej ω_n , tłumieniu ξ i funkcji transmitancji określonej wzorem

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + 2j\xi \frac{\omega}{\omega_n}} \quad (5)$$

Gdy wymagana jest monotoniczna odpowiedź impulsowa należy przyjąć tłumienie filtru

$$\xi = 1 \quad (6)$$

wówczas transmitancja ma podwójny, rzeczywisty i ujemny biegun w punkcie ω_n . Natomiast w celu uzyskania maksymalnie płaskiej charakterystyki amplitudowej (Butterworth'a) należy przyjąć

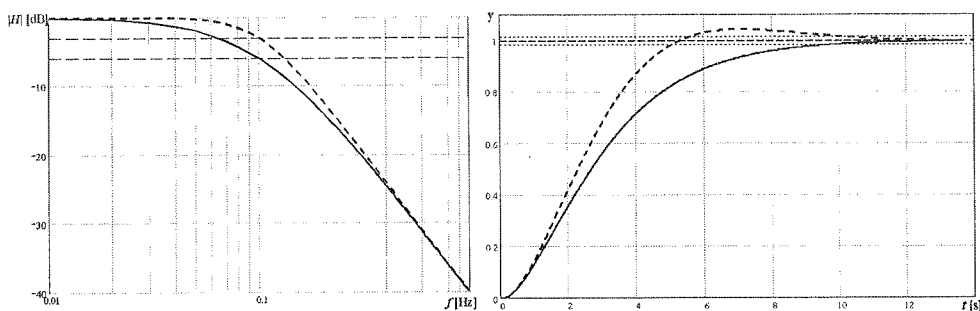
$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (7)$$

Odpowiedź impulsowa charakteryzuje się w tym przypadku niewielką oscylacją (bieguny są zespolone i sprzężone). Poniżej dla ilustracji przedstawiono charakterystyki częstotliwościowe i czasowe opisanego filtru dla $f_n = 0,1$ Hz, i $\xi_1 = 1$ (linia ciągła) oraz $\xi_2 = 1/\sqrt{2}$ (linia przerywana).

Traktując filtr dolnoprzepustowy II-go rzędu jako prototyp analogowy otrzymano metodą transformacji biliniowej filtr cyfrowy o transmitancji

$$H(z) = \frac{b(1 + 2z^{-1} + z^{-2})}{1 - a_1z^{-1} - a_2z^{-2}} \quad (8)$$

a tempe-
ści tego



Rys. 2. Charakterystyki transmitancji i odpowiedzi na skok jednostkowy cyfrowego filtra dolnoprzepustowego

Fig. 2. Transmittance and response characteristics of the low-pass digital filter for the unit step function

gdzie:

$$a_1 = \frac{2(4f_p^2 - \omega_n^2)}{4f_p^2 + 4f_p\xi\omega_n + \omega_n^2}, \quad a_2 = -\frac{4f_p^2 - 4f_p\xi\omega_n + \omega_n^2}{4f_p^2 + 4f_p\xi\omega_n + \omega_n^2}, \quad b = \frac{1 - a_1 - a_2}{4} \quad (9)$$

przy czym f_p jest częstotliwością próbkowania.

Algorytm filtracji opisany jest więc funkcją

$$y_n = b(x_n + 2x_{n-1} + x_{n-2}) + a_1y_{n-1} + a_2y_{n-2} \quad (10)$$

Korzystając z definicji skutecznego pasma szumów [9] filtra FDP i stosując wyrażenie (5) dla $\xi = 1$ otrzymujemy

$$B_{mch} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega_n^4}{(\omega^2 + \omega_n^2)^2} d\omega = \frac{\omega_n}{8} \quad (11)$$

Określając odpowiedź filtra na skok jednostkowy i przyjmując kryterium odpowiedzi dwuprocentowej, możemy wyznaczyć wymagany czas pomiaru dla danego typu filtra. W tym celu przedstawiono funkcję transmitancji (5) dla $\xi = 1$ w postaci operatorowej

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (12)$$

Wyznaczając odwrotną transformatę Laplace'a, iloczunu transformaty (12) i transformaty skoku jednostkowego, otrzymuje się postać czasową odpowiedzi filtra na skok jednostkowy

$$y(t) = L^{-1} \left(\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2} \cdot \frac{1}{s} \right) = 1 - \exp(-\omega_n t) - \omega_n t \exp(-\omega_n t) \quad (13)$$

Analizując przebieg funkcji opisanej zależnością (13) ze względu na czas ustalenia się wartości przebiegu wyjściowego, można wyznaczyć wymagany czas pomiaru t_{pom}

$$y(t_{pom}) \geq 0.98 \quad \text{dla} \quad t_{pom} \geq \frac{6}{\omega_n} \quad (14)$$

Podstawiając ω_n z (14) do wzoru (11) wzór na skuteczne pasmo szumów ma postać

$$B_{mcz} = 0.75 \frac{1}{t_{pom}} \quad (15)$$

Czułość radiometru z rys. 1 określoną przez (4), można teraz wyrazić w funkcji wymaganego czasu pomiaru jako

$$\Delta T_{\min} = T_{sys} \sqrt{\frac{6}{B_{wcz} t_{pom}}} \quad (16)$$

Wyrażenie (16) pozwala określić wymagany czas pomiaru dla uzyskania założonej czułości radiometru z filtrem FDP opisanym funkcją (5), którego pulsacja charakterystyczna spełnia założenie (14), jako

$$t_{pom} = \left(\frac{T_{sys}}{\Delta T_{\min}} \right)^2 \frac{6}{B_{wcz}} \quad (17)$$

3. DOKŁADNOŚĆ RADIOMETRU MIKROFAŁOWEGO

3.1. ZAŁOŻENIA

Pomiar temperatury w radiometrze przedstawionym na rys. 1, sprowadza się do pomiaru wartości średniej napięcia na wyjściu filtru podetekcyjnego. Wartość ta, przy założeniu kwadratowej charakterystyki detektora, jest proporcjonalna do wartości średniokwadratowej wąskopasmowego stacjonarnego i ergodycznego procesu losowego, jakim jest sygnał na wejściu radiometru. W przypadku kwadratowej detekcji w odborniku istnieje liniowy związek łączący napięcie wyjściowe filtru FDP z mocą wejściową odbiornika, której wartość jest proporcjonalna do temperatury.

Pomiar temperatury za pomocą radiometru mikrofalowego jest więc w istocie pomiarem wartości średniokwadratowej sygnału wejściowego radiometru i jak każdy pomiar obarczony jest błędem. Pierwszą miarą błędu jest różnica między daną wielkością zmierzoną x_i i wartością rzeczywistą x_0 , którą w praktyce można utożsamiać z wynikiem pomiaru za pomocą innej znacznie dokładniejszej metody. Błędu pomiaru nie można używać w charakterze miary dokładności pomiaru z dwóch powodów:

— wartość x_0 nie jest najczęściej znana

— w kolejnych pomiarach tej samej wartości X , wykonanych w tych samych lub innych warunkach, otrzymujemy na ogół różne wyniki.

W tym kontekście definiuje się pojęcie **dokładności pomiaru**, które jest pojęciem jakościowym oznaczającym zgodność (bliskość) wyniku pomiaru z wartością wielkości mierzonej [10, 11]. Wielkością służącą do ilościowej oceny dokładności jest **niepewność pomiaru**. Jest to związany z rezultatem pomiaru parametr charakteryzujący rozrzut wyników, który można w uzasadniony sposób przypisać wartości mierzonej. Miarą dokładności pomiaru najpowszechniej stosowaną i uznaną za podstawową [10] jest **niepewność standardowa**, definiowana jako *oszacowanie odchylenia standardowego*.

W przypadku pomiarów parametrów przebiegów losowych, jak ma to miejsce w radiometrze, rezultat pomiaru wartości średniokwadratowej jest zmienną losową, której rozrzut charakteryzuje parametr zwany *odchyleniem standardowym*. Rozrzut tej zmiennej losowej jest dominujący w określeniu niepewności pomiaru temperatury za pomocą radiometru. Dlatego też w dalszej części będzie on rozpatrywany jako podstawowa przyczyna powstawania niepewności pomiaru temperatury.

Biorąc powyższe pod uwagę, niepewność standardową pomiaru temperatury za pomocą radiometru mikrofalowego można określić za pomocą *błędu średniokwadratowego* pomiaru wartości średniokwadratowej obliczonego wg zależności:

$$E \left[(\hat{\Psi}^2 - \Psi^2)^2 \right] \quad (18)$$

gdzie: $\hat{\Psi}^2$ jest estymatorem wartości średniokwadratowej Ψ^2 mierzonego procesu losowego.

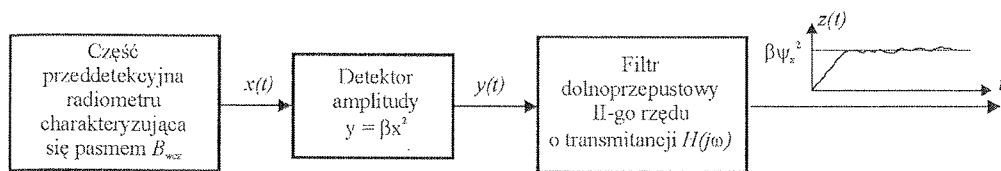
Błąd określony wzorem (18) zawiera w ogólnym przypadku błąd obciążenia estymacji, określający składową systematyczną błędów oraz wariancję określającą jego składową losową. Estymator wartości średniokwadratowej jest estymatorem nieobciążonym [9] co oznacza, że błąd średniokwadratowy pomiaru wartości średniokwadratowej jest równy wariancja estymatora i jak zostanie wykazane poniżej, jest funkcją charakterystyki widmowej sygnału i czasu pomiaru.

3.2. BŁĄD ŚREDNIO KWADRATOWY POMIARU WARTOŚCI ŚREDNIOKWADRATOWEJ

W radiometrze mikrofalowym układ pomiaru wartości średniokwadratowej można przedstawić jak na rys. 3.

Wartość estymatora wartości średniokwadratowej przebiegu losowego $x(t)$, określona w skończonym przedziale czasu T , z definicji wyznaczana jest wg zależności

$$\hat{\Psi}_x^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (19)$$



Rys. 3. Schemat blokowy pomiaru wartości średniokwadratowej procesu losowego na wyjściu części przeddetekcyjnej radiometru mikrofalowego

Fig. 3. Block diagram for mean square value of random process at the output of predetection part of the microwave radimeter

Błąd średniokwadratowy tak wyznaczonej wartości równa się jej wariancji i wynosi [9]

$$D^2 [\hat{\Psi}_x^2] \approx \frac{\Psi_x^4}{B_{wcz} T} \quad (20)$$

a względny błąd średniokwadratowy estymatora wartości średniokwadratowej opisany jest wzorem

$$\varepsilon^2 = \frac{D^2 [\hat{\Psi}_x^2]}{\Psi_x^4} \approx \frac{1}{B_{wcz} T} \quad (21)$$

W analizowanym radiometrze operacja uśredniania chwilowych wartości kwadratowych występujących na wyjściu detektora wykonywana jest za pomocą filtra dolnoprzepustowego II-go rzędu o tłumienności $\xi = 1$, którego kwadrat modułu transmitancji opisany jest wzorem

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{\omega_n^4}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2} \quad (22)$$

Dla określenia błędu średniokwadratowego tak wyznaczonej wartości średniokwadratowej należy wyznaczyć wariancję σ_z^2 przebiegu wyjściowego filtra dolnoprzepustowego. Jeżeli wąskopasmowy ergodyczny i stacjonarny proces losowy, jaki występuje na wejściu detektora, można w ogólności opisać funkcją autokorelacji

$$R_x(\tau) = R_x(0) e^{-2B_{wcz}|\tau|} \quad (23)$$

to funkcja autokorelacji tego procesu na wyjściu detektora [12] opisana jest zależnością

$$R_y(\tau) = \beta^2 R_x^2(0) + 2\beta^2 R_x^2(0) e^{-4B_{wcz}|\tau|} \quad (24)$$

a jego gęstość widmowa mocy

$$S_y(\omega) = 2\pi\beta^2 R_x^2(0) \delta(\omega) + \frac{16\beta^2 R_x^2(0) B_{wcz}}{16B_{wcz}^2 + \omega^2} \quad (25)$$

Wariancja przebiegu na wyjściu filtra z definicji określona jest poprzez różnicę wartości funkcji autokorelacji procesu wyjściowego filtra dla argumentów $\tau = 0$

i $\tau = \infty$. Funkcję autokorelacji przebiegu szumowego za filtrem dolnoprzepustowym określa zależność

$$R_z(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_y(\omega) |H(j\omega)|^2 e^{j\omega\tau} d\omega \quad (26)$$

i po obliczeniu całki

$$R_z(\tau) = \beta^2 R_x^2(0) + \frac{4\beta^2 B_{wcz} R_x^2(0) \omega_n^3}{16B_{wcz}^2 - \omega_n^2} \left[\frac{1}{\omega_n^2} (1 + \tau\omega_n) e^{-\tau\omega_n} - \frac{4B_{wcz} e^{-\tau\omega_n} - \omega_n e^{-4B_{wcz}\tau}}{2B_{wcz} (16B_{wcz}^2 - \omega_n^2)} \right] \quad (27)$$

Na podstawie (27) wariancja jest równa

$$\sigma_z^2 = R_z(0) - R_z(\infty) = \frac{4\beta^2 B_{wcz} R_x^2(0) \omega_n^3}{16B_{wcz}^2 - \omega_n^2} \left[\frac{1}{\omega_n^2} - \frac{4B_{wcz} - \omega_n}{2B_{wcz} (16B_{wcz}^2 - \omega_n^2)} \right] \quad (28)$$

a względna wariancja przebiegu $z(t)$ wynosi

$$\frac{\sigma_z^2}{R_z(\infty)} = \frac{4B_{wcz}\omega_n^3}{16B_{wcz}^2 - \omega_n^2} \left[\frac{1}{\omega_n^2} - \frac{4B_{wcz} - \omega_n}{2B_{wcz} (16B_{wcz}^2 - \omega_n^2)} \right] \quad (29)$$

W rzeczywistym układzie radiometru spełniony jest warunek

$$B_{wcz} \gg \omega_n \quad (30)$$

tak więc wyrażenie (29) upraszcza się do postaci

$$\frac{\sigma_z^2}{R_z(\infty)} \approx \frac{\omega_n}{4B_{wcz}} = \varepsilon_F^2 \quad (31)$$

Wyrażenie (31) opisuje względny błąd średniokwadratowy wyznaczenia wartości średniokwadratowej przebiegu $x(t)$ metodą uśredniania za pomocą filtra dolnoprzepustowego II-go rzędu o $\xi = 1$. Porównując wyrażenia (21) i (31) można wyznaczyć tzw. ekwiwalentny czas całkowania, który dla rozpatrywanego przypadku wynosi

$$\tau_e = \frac{4}{\omega_n} \quad (32)$$

wobec tego, chcąc obliczyć względny błąd średniokwadratowy pomiaru wartości średniokwadratowej za pomocą metody uśredniania przy wykorzystaniu filtra dolnoprzepustowego II-go rzędu o $\xi = 1$, należy w miejsce T w wyrażeniu (21) wstawić τ_e określone przez (32).

3.3. NIEPEWNOŚĆ POMIARU TEMPERATURY

Zgodnie z przyjętymi w pkt. 3.1 założeniami, niepewność pomiaru temperatury za pomocą radiometru mikrofalowego, można określić poprzez wyznaczenie wariancji wartości średniokwadratowej na wyjściu filtru FDP. W związku z tym, że wartość średniokwadratowa pochodząca od sygnału odebranego przez antenę w radiometrze przedstawionym na rys. 1 wyznaczana jest tylko przez połowę czasu T , a przez drugą połowę wyznaczana jest wartość średniokwadratowa pochodząca od sygnału odniesienia (radiometr modulacyjny) to na podstawie (21) względne błędy skuteczne wyznaczenia tych wartości średniokwadratowych wynoszą

$$\varepsilon_I \approx \frac{1}{\sqrt{B_{wcz} \frac{T}{2}}} \quad \varepsilon_{II} \approx \frac{1}{\sqrt{B_{wcz} \frac{T}{2}}} \quad (33)$$

Z faktu, że sygnały mierzone przez radiometr w dwóch kolejnych półokresach pracy przełącznika radiometru są nieskorelowane to względny błąd skuteczny pomiaru wartości średniokwadratowej jest równy

$$\varepsilon = \sqrt{\varepsilon_I^2 + \varepsilon_{II}^2} = 2 \frac{1}{\sqrt{B_{wcz} T}} \quad (34)$$

Biorąc pod uwagę ekwiwalentny czas całkowania (32), wyrażenie na względny błąd skuteczny pomiaru wartości średniokwadratowej metodą uśredniania za pomocą filtru dolnoprzepustowego w układzie radiometru z rys. 1, wynosi

$$\varepsilon_F = \sqrt{\frac{\omega_n}{B_{wcz}}} \quad (35)$$

Analiza teoretyczna przeprowadzona na bazie teorii sygnałów stochastycznych przebiegu fluktuacji na wyjściu filtru FDP prowadzi do wniosku, że fluktuacje te są ergodycznym procesem gaussowskim. Jest to skutkiem filtracji dolnoprzepustowej normalizującej wykładniczą funkcję gęstości prawdopodobieństwa sygnału występującego na wyjściu detektora kwadratowego. Ze względu na bardzo duży stosunek pasma filtru odbiorczego do pasma przenoszenia filtru dolnoprzepustowego (rzędu 10^9), normalizacja procesu wyjściowego wynika wprost z centralnego twierdzenia granicznego rachunku prawdopodobieństwa. Tak więc wartość średniokwadratowa na wyjściu filtru FDP podlega rozkładowi normalnemu.

Mając powyższe na uwadze i na podstawie (3) i (34) można określić niepewność standardową pomiaru temperatury jako

$$\delta T = \frac{\sqrt{R_z(\infty)}}{\alpha} \sqrt{\frac{\omega_n}{B_{wcz}}} \quad \text{lub} \quad \delta T = T_{sys} \sqrt{\frac{\omega_n}{B_{wcz}}} \quad (36)$$

Niepewność standardowa określa przedział $\pm\delta T$ wokół mierzonej temperatury systemu w którym na poziomie ufności równym 68.27 % znajdzie się rzeczywista wartość temperatury.

Niepewność maksymalna określa przedział wokół mierzonej temperatury systemu, w którym na pewno znajdzie się rzeczywista wartość temperatury. W rozważanym przypadku przyjęto, że ze względu na losowy charakter mierzonego sygnału, niepewność maksymalna określona zostanie na poziomie ufności równym 99.73 % tzn. $\pm 3\delta T$. Dla przykładu, jeżeli zastosowany zostanie filtr FDP dla którego pulsacja charakterystyczna $\omega_n = 1.2$ rad/s a statystycznie równoważne pasmo przenoszenia toru przeddetekcyjnego $B_{wcz} = 180$ MHz i $T_{sys} = 536$ K, to dokładność pomiaru temperatury określona niepewnością standardową wynosi $\pm 0,04$ K, a dokładność określona niepewnością maksymalną $\pm 0,13$ K.

4. WYNIKI POMIARÓW

Analiza statystyczna sygnałów na wyjściu czterech filtrów procesora DSP radiometru mikrofalowego została przeprowadzona na podstawie wektora 40 000 próbek, zebranych z częstotliwością 200 Hz. Początek rejestracji próbek odpowiadał czasowi $t > t_{pom}$.

Tabela 1

Zestawienie wyników pomiarów i obliczeń czułości radiometru oraz niepewności pomiaru

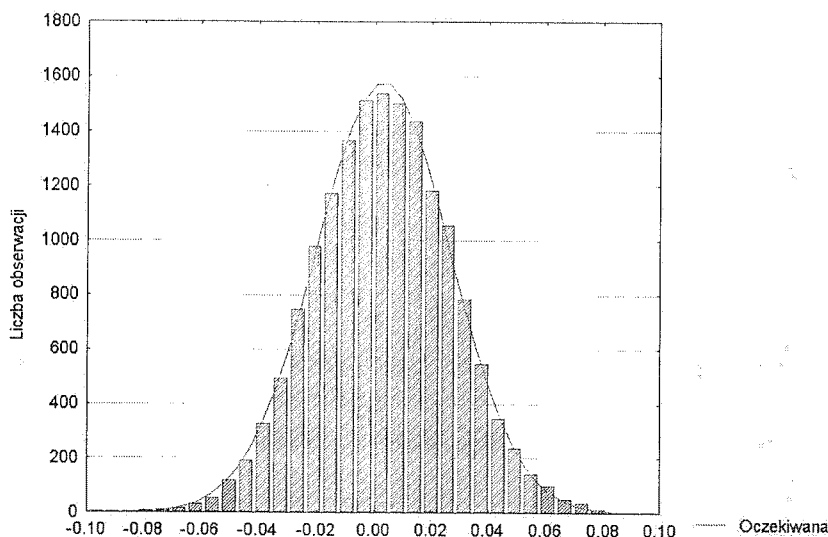
The chart of measurement results, calculations of radiometer sensitivity and uncertainties of temperature measurement

	Filtr $t_{pom} = 0,1s$	Filtr $t_{pom} = 0,5s$	Filtr $t_{pom} = 1s$	Filtr $t_{pom} = 5s$
Odchylenie standardowe wektora σ_{wy} [mV]	23,5 mV	10,6 mV	7,3 mV	4,2 mV
Czułość radiometru obliczona wg zależności (3) dla pomierzonej σ_{wy} i określonym w procesie kalibracji $\alpha = 83$ mV/K	0,28 K	0,13 K	0,09 K	0,05 K
Teoretyczna wartość czułości radiometru o parametrach $T_{sys} = 536$ K, $B_{wcz} = 180$ MHz, obliczona wg zależności (16)	0,31 K	0,14 K	0,10 K	0,04 K
Niepewność standardowa	0,31 K	0,14 K	0,10 K	0,04 K
Niepewność maksymalna	0,93 K	0,42 K	0,3 K	0,12 K

Wyniki zestawione w tabeli 1, pokazują zgodność obliczonej wartości czułości radiometru na podstawie jego parametrów tj. wymaganego czasu pomiaru, temperatury szumów systemu i pasma filtra odbiorczego, z wartościami obliczonymi na podstawie zarejestrowanej próby, stanowiącej wycinek sygnału wyjściowego filtra FDP. Łatwo

zauważyć jak również wykazać teoretycznie, że niepewność standardowa określona przez (36) jest równa co do wartości czułości radiometru obliczonej na podstawie (16).

Na rys. 4 i 5 przedstawione są rozkłady wartości chwilowych składowej zmiennej przebiegu na wyjściu cyfrowego filtra dolnoprzepustowego.



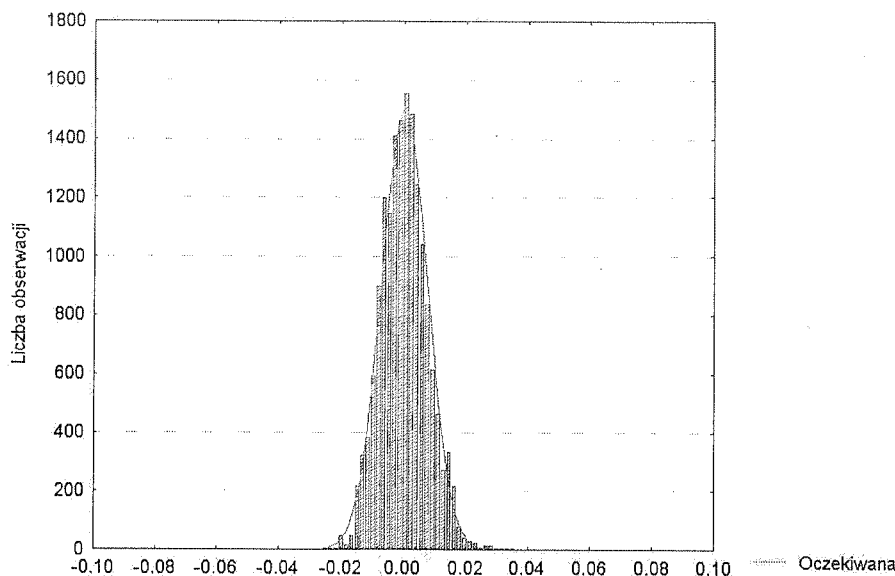
Rys. 4. Rozkład wartości składowej zmiennej przebiegu na wyjściu filtra FDP o $t_{pom} = 0.1s$

Fig. 4. Varying component distribution at the low-pass filter output $t_{pom} = 0.1s$

Linia ciągłą na powyższych rysunkach oznaczono funkcję gęstości prawdopodobieństwa rozkładu normalnego (oczekiwaną). Tak więc przedstawione rozkłady potwierdzają zgodność rozkładu wartości chwilowych na wyjściu filtra z rozkładem normalnym. W związku z powyższym, możemy przez parametry tego rozkładu określić podstawowe parametry radiometru z procesorem DSP tzn. dokładność i czułość.

5. WNIOSKI

Normalizacja procesu na wyjściu filtra podetekcyjnego pozwala wyrazić podstawowe parametry dowolnego radiometru, poprzez parametry funkcji gęstości prawdopodobieństwa rozkładu normalnego. Jest to szczególnie użyteczne wtedy, gdy pomiary wartości przebiegu na wyjściu filtra FDP są pomiarami wartości chwilowej, jak ma to miejsce w przypadku obróbki cyfrowej sygnałów w torze m.cz. radiometru, (cyfrowa detekcja synchroniczna i cyfrowa filtracja). Niepewność standardowa pomiaru temperatury jest równa czułości radiometru (czy rozróżnialności) przy założeniu wpływu na jej wartość tylko błędu losowego wyznaczenia wartości średniokwadratowej na wyjściu



Rys. 5. Rozkład wartości składowej zmiennej przebiegu na wyjściu filtru FDP o $t_{pom} = 1s$

Fig. 5. Varying component distribution at the low-pass filter output $t_{pom} = 1s$

filtru FDP. W rzeczywistości występują jeszcze składowe systematyczne niepewności, które można minimalizować na etapie kalibracji przyrządu. Nie mniej jednak, wyznaczona wartość niepewności standardowej jest wartością graniczną określającą granicę dokładności możliwej do uzyskania w analizowanym układzie.

6. BIBLIOGRAFIA

1. M. E. Tiuri : *Radio astronomy receivers*, IEEE Transactions On Antennas And Propagation 12, 1964, pp. 930-938
2. D. F. Wait : *The Sensitivity of the Dicke Radiometer*, Journal of research of the National Bureau of Standards — C. Engineering and Instrumentation, Vol. 71C, No. 2, April – June 1967
3. S. Mizushina, T. Shimizu, K. Suzuki, M. Kinomura, H. Ohba, T. Sugiyama : *Retrieval of temperature-depth profiles in biological objects from multi-frequency microwave radiometric data*, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 7, 1993, pp. 1515-1548
4. B. Stec : *Termografia mikrofalowa w biologii i medycynie*, Aparatura Naukowo – Dydaktyczna 4, 1990, ss. 24-31
5. F. N. H. Robinson : *Noise and fluctuations in electronic devices and circuits*, Clarendon Press, Oxford 1974
6. B. Stec, J. Boksa, J. Samoraj : *Radiometer mikrofalowy z kompresacją współczynnika odbicia jako miernik temperatury próbek biologicznych*, VII Krajowe Sympozjum Nauk Radiowych (URSI'93), Gdańsk, ss. 453-456

7. B. Stec, W. Susek: *A 4.4 GHz microwave thermometer with compensation of reflection coefficient*, 13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications (MI-KON'2000), Wrocław 2000, pp. 453-456
8. B. Stec, M. Żurawski: *Compensated microwave thermometer for biomedical measurement*, 23rd European Microwave Conference, Madrid, 1993, pp. 269-270
9. J. S. Bendat, A. G. Piersol: *Random data: Analysis and measurement procedures*, Wiley Interscience, New York 1971
10. *Wyrażanie niepewności pomiaru — Przewodnik*, Główny Urząd Miar, Warszawa 1999
11. J. R. Taylor: *Wstęp do analizy błęd pomiarowego*, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa 1999
12. I. S. Gonorowski: *Радиотехнические цепи и сигналы*. Радио и связь, Москва, 1986

B. STEC, W. SUSEK, A. DOBROWOLSKI

ESTIMATION OF ACCURACY OF TEMPERATURE MEASUREMENT USING MICROWAVE RADIOMETER

S u m m a r y

In the paper the analysis of sensitivity and measurement accuracy of thermal radiation power using microwave radiometer is presented. The method of digital synchronous detection improving operational parameters of the radiometer is also described.

A microwave radiometer measures power of thermal radiation emitted by bodies with temperatures larger than 0 K. Since power levels of this radiation are extremely low in the microwave range, the precise determination of fundamental radiometer parameters, like its sensitivity accuracy, are especially important. In the literature, minimum change of input noise power of the receiver system detected at the radiometer output is marked as ΔT_{min} and zero reading was analysed. It was equipped with digital signal processing unit operating simultaneously as a synchronous detector and a low-pass filter. In any radiometer of this type the influence of gain changes on the system noise temperature is eliminated.

Temperature measurement in the radiometer consists in the measurement of a voltage mean value at the output of post-detection filter. This value, when assuming rectangular detector characteristics, is proportional to the mean-square value of a narrow-band stationary and ergodic random process which is, in fact, a signal at the radiometer input. So, the temperature measurement is in effect a measurement of a mean square value of radiometer input signal and is not, as any other, an error-free measurement. Taking this into account, standard uncertainty of temperature measurement using microwave radiometer can be expressed as an error mean-square of mean square value of the measurement.

Normalisation of the process at the post-detection filter output enables us to express fundamental parameters of any radiometer in terms of probability density function of a normal distribution. This is particularly useful when values measured at the low-pass filter output are instant values like for digital processing of signals in a low frequency channel of the radiometer. Standard uncertainty of temperature measurement equals radiometer sensitivity if we assume that its value depends only on random error of mean square value at the low-pass filter output.

At the end of the paper statistical analysis of measurement results presented. It confirms conclusions resulting from analysis of sensitivity and resolution of the microwave radiometer with digital signal processing unit working at 1.5 GHz band.

Keywords: microwave thermograph, radiometer, thermal radiation, spatial temperature distribution, accuracy, resolution

SYSTEM POMIAROWO-KONTROLNY DLA NADPRZEWODZĄCEJ, MIKROFALOWEJ WNEKI REZONANSOWEJ AKCELERATORA TESLA I EUROPEJSKIEGO LASERA XFEL

KRZYSZTOF T. POŹNIAK, TOMASZ W. CZARSKI, RYSZARD S. ROMANIUK

*Instytut Systemów Elektronicznych,
Politechnika Warszawska,
Nowowiejska 15/19, 00-665 Warszawa,
email: rrom@ise.pw.edu.pl, tel. 501-472-206*

*Otrzymano 2004.08.11
Autoryzowano 2004.10.05*

Opisano nowe rozwiązanie zintegrowanego systemu efektywnego, sprzętowego symulatora i kontrolera niobowej, nadprzewodzącej, rezonansowej wnęki mikrofalowej 1,3GHz, o dużej dobroci. System jest przeznaczony dla lasera na swobodnych elektronach i akceleratora $e^+ - e^-$ TESLA. System zrealizowano na bazie układu programowalnego typu FPGA VirtexII V3000. Model fizyczny wnęki rezonansowej (na podstawie którego opracowano symulator) i schemat układu jej sterowania przygotowano w języku VHDL przy wykorzystaniu sprzętowych elementów mnożących zawartych w serii układów VirtexII. W rezultacie uzyskano implementację pełnego urządzenia symulatora i kontrolera (nazywanego w pracy systemem *SIMCON*) pracującego w trybie czasu rzeczywistego, zgodnie z projektem układu sterowania wnęk rezonansowych akceleratora TESLA. Opisano, w szczególności, warstwę funkcjonalną systemu oraz scharakteryzowano działanie poszczególnych bloków wykonawczych zaimplementowanych w układzie FPGA. Przedstawiono strukturę funkcjonalną oraz sprzętową implementację warstwy komunikacyjnej. Zamieszczono wybrane przykłady działania, uzyskane na bazie monitoringu procesów czasu rzeczywistego. Opisany system jest przeznaczony do uruchamiania lasera na swobodnych elektronach dla zakresu VUV, zastępując z powodzeniem poprzednią generację analogowych układów sterowania akceleratorów. Testowany jest także w układach pomiarowych pojedynczych, ośmio-wnękowych segmentów nadprzewodzącego akceleratora liniowego. Jest to jedna z pierwszych pełnych realizacji wdrożonego systemu pomiarowo-kontrolnego akceleratora wykorzystująca możliwości układu FPGA posiadającego rozbudowaną warstwę cyfrowego przetwarzania sygnałów (DSP).

Słowa kluczowe: laser na swobodnych elektronach; nadprzewodzący akcelerator liniowy; nadprzewodząca, mikrofalowa wnęka rezonansowa; symulator wnęki re-

zonansowej; system sterowania wnęki rezonansowej; system sterowania akceleratora; radioelektroniczny, niskopoziomowy system sterowania; monitoring pracy mikrofalowej wnęki rezonansowej; układy FPGA oraz DSP; układy Virtex-Xilinx, język VHDL

1. WSTĘP

Projekt TESLA – XFEL europejskiego lasera rentgenowskiego [1] bazuje na dziewięciokomorowym, nadprzewodzącym, falowodowym, wąskopasmowym rezonatorze niobowym, o długości ok. 1m, rys. 1. Zestaw ośmiu, liniowo justowanych, rezonatorów stanowi pojedynczą sekcję akceleratora dla elektronów lub pozytonów, rys. 2. W falowodzie propaguje się fala stojąca o mocy kilkuset kW i o częstotliwości 1,3 GHz. Lokalizacja węzłów i strzałek fali jest ściśle określona przez geometrię falowodu. Możliwa jest regulacja fazy fali w pewnym zakresie. Pole EM w falowodzie jest zsynchronizowane w fazie z dokładnością ułamka stopnia z monochromatyczną "paczką" elektronów, o długości ok. 300 μm i przekroju poprzecznym kilkadziesiąt μm , poruszającą się z prędkością światła wzdłuż osi falowodu. Paczka elektronów nabiera energii kinetycznej kosztem pola EM w.cz. dużej mocy. Wymagana dokładność synchronizacji fazy rzędu $0,1^\circ$ jest równoważna dla sygnału 1,3 GHz czasowi 0,2ps. Dokładność stabilizacji amplitudy względnej pola przyspieszającego jest rzędu 10^{-4} . Takie warunki techniczne musi spełnić układ pomiarowo-kontrolny.

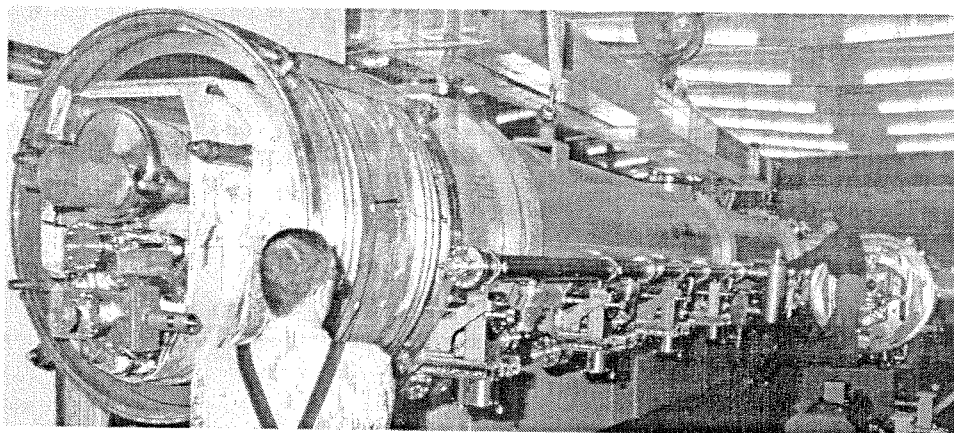


Rys. 1a . Fotografia jednej dziewięciokomorowej sekcji niobowego, wąskopasmowego falowodu dla 1,3 GHz, [1]. Taka sekcja jest nazywana wnęką rezonansową. Widoczne połączenia do następnych sekcji falowodu oraz sprzęgacz dużej mocy i sprzęgacz dla sondy pomiarowej mocy propagowanej w przód i mocy rozproszonej wstecz. Każda komora ma długość połowy fali. Pomiędzy komorami widoczne kołnierze usztywniające w celu minimalizacji drgań falowodu

Fig. 1a . A photograph of a nine-cell niobium, superconducting, narrowband waveguide section for 1,3

GHz [1]. The section is called a resonant cavity. The connections are visible to the next waveguide sections and high RF power coupler and probe copuler for forward power and reflected power. Each call has a half-wavelength. There are stiffening collars between the cells to minimize mechanical distortions

Wnęki rezonansowe o paśmie ok. 400Hz są pobudzane impulsami wielkiej mocy o czasie trwania 1,3ms z częstotliwością 5 lub 10Hz, rys. 2. Natężenie pola w falowodzie narasta w czasie 500 μs od zera do średniej wartości 25MV/m (maksymalnie do ok. 35MV/m). Napełnianie wnęki mocą w.cz. odbywa się w warunkach rezonansu [2]. W

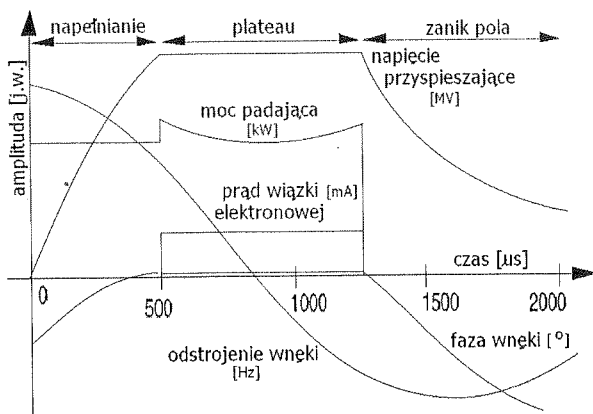


Rys. 1b . Fotografia jednego, ośmiownikowego krio-modułu (ACC) akceleratora dla lasera XFEL. Widoczna struktura poprzeczna modułu. Falowód niobowy umieszczony jest na samym dole konstrukcji. Górną część zajmują helowe urządzenia chłodzące. Na zewnątrz widoczny falowód rozpraszający dużą moc w.c. i zewnętrzne części regulowanych sprzęgaczy do indywidualnych wnęk rezonansowych falowodu niobowego. W tle widoczny drugi moduł

Fig. 1b . A photo single accelerator unit for XFEL laser. The transverse structure of the module is visible. The niobium waveguide is lowest structure. The upper structures are helium cooling devices. Outside, there is high power RF distributing waveguide and external parts of the couplers for individual cavities. There is a second unit in the background

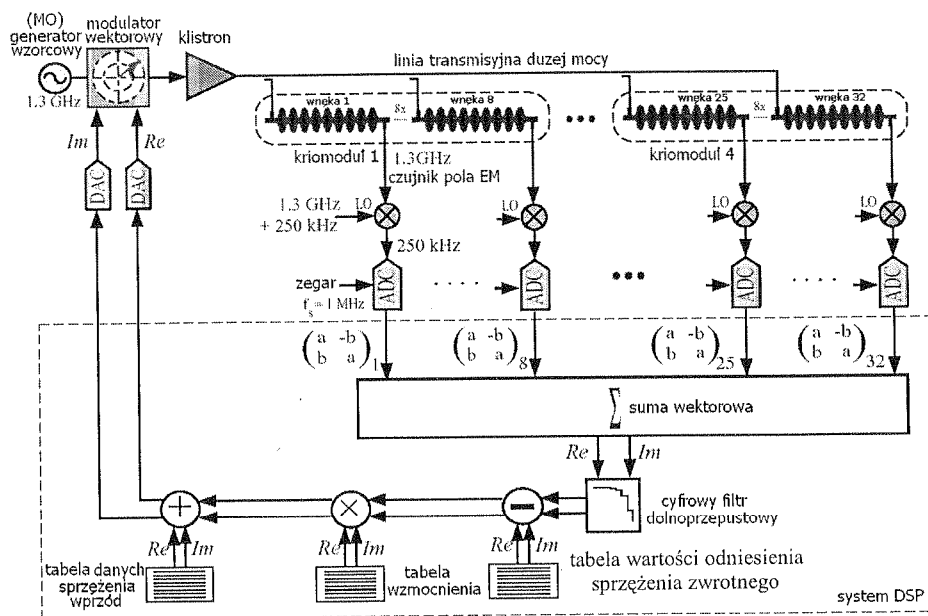
czasie następnych 800 μ s pole utrzymywane jest na stałym poziomie (plateau), mimo iż wnęka podlega dynamicznemu odstrojeniu elektromechanicznemu od warunków rezonansu. W czasie trwania plateau odstrojenie wnęki wynosi także ok. 400Hz. W celu utrzymania stałej wartości pola w obszarze plateau (oraz stałej fazy) konieczna jest kompensacja odstrojenia wnęki. Odbywa się to poprzez dynamiczną zmianę mocy dostarczanej do wnęki oraz zastosowanie elektromechanicznego sprzężenia zwrotnego z siłownikami piezoelektrycznymi. W momencie osiągnięcia poziomu plateau, do falowodu zostaje wstrzyknięta, z laserowo-fotokatodowego działła elektronowego, zsynchronizowana z polem dużej mocy, wiązka elektronowa o uporządkowanej strukturze impulsowej.

Rolą systemu kontrolno-pomiarowego jest stabilizacja przyspieszającego pola EM w rezonatorze, kosztem jak najmniejszej mocy pobudzającej [3]. Schemat układu systemu przedstawiono na rys.3 [1]. Jeden klitron o mocy 10 MW (lub większej) zasila do czterech sekcji akceleratora zawierających łącznie 32 wnęki rezonansowe. Fala z klitronu dostarczana jest do akceleratora falowodami 1,3 GHz wypełnionymi SF₆ poprzez cyrkulator i sprzęgacze. Na długości sprzęgacza następuje spadek temperatury od pokojowej do ciekłego helu. Szybka kontrola fazy i amplitudy pola w.c. dużej mocy jest realizowana w pętli sprzężenia zwrotnego. Sterowanie klitronem odbywa się za pomocą sygnału modulowanego poprzez modulator wektorowy.



Rys. 2. Zależności czasowe i schematyczne przebiegi sygnałów w systemie pomiarowo-kontrolnym falowodu nadprzewodzącego akceleratora

Fig. 2. Time dependencies and schematic shapes of the signals in the analysed measurement-control system for the superconducting cavity



Rys. 3. Schemat systemu kontrolno-pomiarowego dla akceleratora TESLA. Tabele danych sterujących (zadanych wartości) na dole rysunku są następujące (od lewej): Feed-Forward, Gain, Set-Point for Feed Back. Te same tabele występują na rys.: 5, 6 i 9

Fig. 3. A diagramme of the measurement-control system for TESLA accelerator. Set-point data tables at the bottom of the figure are (from left): Feed-Forward, Gain, Set-Point for Feed Back. The same tables are on the figs.: 5, 6 and 9

Sygnał pomiarowy z wnęki rezonansowej (o zmiennej amplitudzie i fazie, o częstotliwości 1,3GHz) podlega przemianie częstotliwości do poziomu 250kHz, zachowując pełną informację o fazie i amplitudzie. Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe łączą analogową i cyfrową część systemu kontrolno-pomiarowego. Algorytm DSP jest stosowany do detekcji wektora pola EM i filtracji sygnału. Układ sprzężenia zwrotnego kontroluje wartość sumy wektorowej impulsowego pola akceleratorowego w kilkudziesięciu wnękach rezonansowych. Układ regulacji stabilizuje detekowane składowe pola: rzeczywistą (w fazie — I) oraz urojoną (kwadraturową — Q) zgodnie z wartościami początkowymi zadanymi w tabeli. Każdy sygnał w kanale pomiarowym podlega przetworzeniu przez macierz obrotu. Dodatkowo, adaptacyjny system sprzężenia wprzód (sterowanie bezpośrednie) jest zastosowany w celu kompensacji okresowych zaburzeń indukowanych przez wiązkę elektronową oraz odstroiłone spowodowane przez dynamiczną siłę Lorentza. Podstawowe parametry tego systemu to: dopuszczalne wzmocnienie w pętli sprzężenia zwrotnego, margines stabilności, odporność na szumy, opóźnienie pętli, przesunięcie fazy w pętli, stałość parametrów w czasie przyspieszania wiązki elektronowej [4].

Obecnie działające w budowanym akceleratorze rozwiązanie korzysta z klasycznych cyfrowych układów DSP [1]. Czas działania (latencja) pełnej pętli sprzężenia zwrotnego wynosi kilka μ s. Ocenia się obecnie, że wraz ze wzrostem wymagań na jakość wiązki elektronowej (spójność czasowa, przestrzenna, energetyczna) i w konsekwencji promienia laserowego, latencja nie powinna przekraczać 500ns [1] a wzmocnienie powinno wynosić kilkaset. Tej wartości latencji i wzmocnienia nie można uzyskać w istniejącym układzie. Z powyższych powodów został opracowany i zrealizowany nowy zintegrowany system kontrolera i symulatora nadprzewodzącej wnęki rezonansowej dla akceleratora liniowego XFEL, spełniający powyższy warunek, i dodatkowo poprawiający kilka innych kluczowych parametrów układu pomiarowo-kontrolnego, jak możliwość działania symulatora w trybie on-line równoległe do kontrolera, wielokanałowość, monitoring, znaczne zmniejszenie rozmiarów systemu i poboru mocy. Projekt i wdrożenie szybkiego i efektywnego kontrolera cyfrowego jest wymagającym zadaniem i stanowi istotny wkład w optymalizację akceleratora TESLA i europejskiego lasera rentgenowskiego[5]. Projekt systemu składa się z kilku warstw: modelu elektromechanicznego wnęki obejmującego jej trzy obszary pracy (rys.2), algorytmu pomiarowo-kontrolnego, sprzętu i oprogramowania. Projekt opracowano w celu poszukiwania optymalnej metody sterowania wnęki z wykorzystaniem równoległej możliwości pracy z gałęzią idealnego symulatora wnęki. Oprogramowanie algorytmiczne zastosowano jako rozwiązanie wzorcowe dla potencjalnych zastosowań układów FPGA w rzeczywistym układzie sterowania [6-7].

Jako obiekt badawczy dla projektu jest wykorzystywany albo wewnętrzny symulator wnęki rezonansowej albo rzeczywista wnęka nadprzewodząca. Zaimplementowane w systemie cyfrowe algorytmy DSP, symulacji oraz sterowania wnęką zostały szczegółowo opisane w pracach [3-7]. Oprogramowanie sterujące i operatorskie systemu opisano w pracy [9]. W niniejszej pracy przedstawiono modelowanie wnęk, strukturę funkcjo-

nalną i sprzętową nowej wersji systemu kontrolno-pomiarowego oraz wyniki pomiarów działania kontrolera i symulatora nadprzewodzącej wnęki rezonansowej. Dyskutowany system podlega dalszemu rozwojowi projektowemu w kierunku zwiększenia szybkości transmisji danych pomiędzy zespołem wnęk a układem przetwarzania informacji i realizacji algorytmu pomiarowo-kontrolnego, rozproszeniem przetwarzania informacji, oraz poszerzeniem dostępu poprzez uaktywnienie wielu protokołów komunikacyjnych [13]. Jest to realizowane sprzętowo poprzez zastosowanie łączy światłowodowych oraz standardów projektowych i sprzętowych wbudowanych (*embedded*).

2. MODELOWANIE NADPRZEWODZĄCEJ WNĘKI REZONANSOWEJ

Modelowanie nadprzewodzącej wnęki rezonansowej (*cavity*) stanowi istotny etap projektu skutecznego systemu sterowania. Elektryczny model wnęki reprezentowany jest wstępnie przez obwód rezonansowy o parametrach skupionych RLC i transmitancji $Z(s) = (1/R + sC + 1/sL)^{-1}$. W praktycznej analizie rezonator charakteryzowany jest następującymi parametrami wtórnymi: częstotliwość rezonansowa $\omega_0 = 2\pi f_0 = (LC)^{-1/2}$, rezystancja charakterystyczna $\rho = (L/C)^{1/2}$, efektywna dobroć układu obciążonego $Q = R/\rho$, pasmo połówkowe $\omega_{1/2} = 1/2RC = \omega_0/2Q$.

Wnęka dostrojona jest do częstotliwości wzorcowej generatora 1.3 GHz, ale w polu elektromagnetycznym pod wpływem siły Lorentza ulega deformacji zmniejszając częstotliwość rezonansową ω_0 . W typowych warunkach pracy (25 MV/m) zmiany częstotliwości rezonansowej porównywalne są z pasmem rezonatora (~ 400 Hz).

Elektryczny model uwzględnia zasadnicze cechy nadprzewodzącego rezonatora: odstrojenie (*detuning*) w polu elektromagnetycznym oraz obciążenie spowodowane wiązką przyspieszanych cząstek — elektronów lub pozytonów (*beam loading*). Typowa wiązka ładunków jest impulsem prądowym o czasie 2 ps, częstotliwości 1 MHz i średnim natężeniu 8 mA.

Sprzężony z falowodem rezonator zasilany jest sygnałem z klustronu (wzmacniacz mocy), który jest modelowany jako prądowy generator separowany cyrkulatorem. Moc P_f (*forward power*) dostarczana z klustronu odbija się częściowo wskutek niedopasowania sprzęgacza i wytraca w obciążeniu cyrkulatora (P_r — *reflected power*). Pozostała moc dostarczana do wnęki zwiększa energię W pola EM w fazie ładowania oraz zwiększa energię przyspieszanych cząstek (P_b — *beam loading power*) w fazie stabilizacji pola. Znikoma część mocy (P_d — *dissipated power*) rozprasza się w nadprzewodzących ściankach rezonatora. Bilans mocy można przedstawić równaniem zgodnie z zachowaniem energii:

$$P_f = P_r + P_d + dW/dt + P_b. \quad (1)$$

Efektywne napięcie U wnęki zależy od podwojonej wartości zastępczej prądu generatora J_g (po transformacji w sprzęgaczu) oraz strumienia prądowego przyspieszanych cząstek J_b zgodnie z zależnością, w dziedzinie transformaty Laplace'a:

$$U(s) = Z(s) \cdot [2J_g(s) - J_b(s)]. \quad (2)$$

Wąskopasmowy sygnał rezonatora modelowany jest w dziedzinie czasu *sygnałem analitycznym* dla przypadku napięcia zgodnie z zależnością :

$$\mathbf{u}(t) = a(t) \cdot \exp[\mathbf{i} \cdot (\omega_g t + \varphi(t))], \quad (3)$$

gdzie amplituda $a(t)$ i faza $\varphi(t)$ są wolnozmiennie względem nośnej o pulsacji ω_g .

W analizie nisko-częstotliwościowej (*Low Level RF*) reprezentacją sygnału wnątki jest *obwiednia zespolona (envelope)* uzyskana w procesie demodulacji *sygnału analitycznego* zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{v}(t) \equiv \mathbf{u}(t) \cdot \exp(-\mathbf{i}\omega_g t) = a(t)e^{\mathbf{i}\varphi(t)} = [I, Q], \quad (4)$$

gdzie I — składowa rzeczywista (synfazowa), Q — składowa urojona (kwadraturowa).

Efektywna transmitancja wnątki dla *obwiedni zespolonej* stanowi dolno-pasmową transformację zgodnie z uproszczoną zależnością dla $|s| \ll \omega_g \approx \omega_0$:

$$Z(s + \mathbf{i}\omega_g) \approx \omega_{1/2} \cdot R / (s + \omega_{1/2} - \mathbf{i}\Delta\omega), \quad (5)$$

gdzie odstrojenie wnątki rezonansowej $-\Delta\omega \equiv \omega_0 - \omega_g$.

Elektryczny model wnątki reprezentowany jest równoważnie w dziedzinie czasu równaniem stanu dla wektora obwiedni zespolonej zgodnie z zależnością:

$$d\mathbf{v}(t)/dt = \mathbf{A}_e \cdot \mathbf{v}(t) + \omega_{1/2} \cdot R \cdot \mathbf{i}(t), \quad (6)$$

gdzie $\mathbf{i}(t)$ - *obwiednia zespolona* wypadkowego sygnału generatora i wiązki cząstek dla częstotliwości ω_g , fazor $\mathbf{A}_e = -\omega_{1/2} + \mathbf{i}\Delta\omega$ w dziedzinie zespolonej lub macierz $\mathbf{A}_e[-\omega_{1/2}, -\Delta\omega; \Delta\omega, -\omega_{1/2}]$ w notacji wektorowej.

Dla celów testowych i symulacji procesu stworzony został dodatkowo model mechaniczny nadprzewodzącej wnątki rezonansowej. Model ten opisuje dynamiczną zależność odstrojenia wnątki $\Delta\omega$ siłą Lorentza od gradientu pola elektrycznego. W tej heurystycznej relacji niezależne mody mechaniczne parametryzowane częstotliwością rezonansową f_m i dobrocią Q_m pobudzone są proporcjonalnie do kwadratu gradientu pola ze stałą odstrojenia siły Lorentza K_m . W modelu uwzględniono trzy dominujące mechaniczne częstotliwości rezonansowe a superpozycja wszystkich modów powoduje wypadkowe odstrojenie rezonatora. Mechaniczny model wnątki reprezentowany jest przez równanie stanu dla wektora złożonego z trzech odstrojeń modalnych i ich pochodnych czasowych.

Elektromechaniczny model nadprzewodzącej wnątki rezonansowej został zaimplementowany w MatLabie a zasadnicze parametry wnątki i sygnałów zestawione są w tabeli 1.

Table 1

Parametry nadprzewodzącej wnęki rezonansowej i sygnałów w systemie pomiarowo- kontrolnym

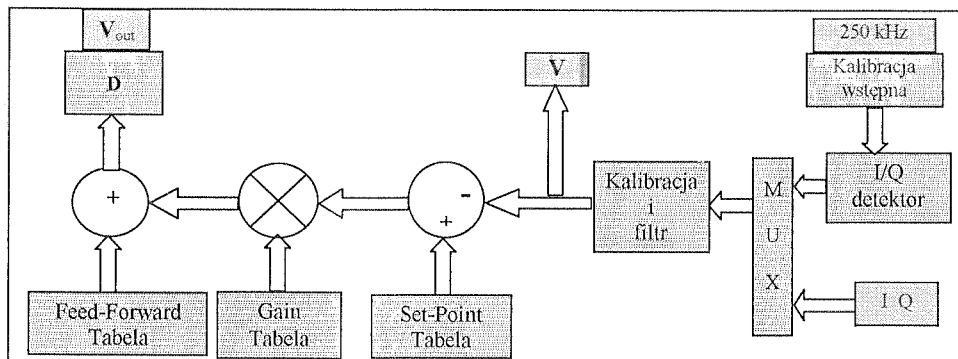
Parameters of the superconducting cavity and the signals in the measurement-control system

Parametr	jednostka	wartość
1. Elektryczne parametry wnęki rezonansowej		
częstotliwość rezonansowa	MHz	$f_0 = 1300$
rezystancja charakterystyczna	$[\Omega]$	$\rho = 520$
dobroć nieobciążona	Jedn.	10^8
dobroć obciążona	Jedn.	$Q_L = 3 \cdot 10^6$
rezystancja obciążenia	$M\Omega$	$R_L = Q_L \cdot \rho = 1560$
pasmo połówkowe	Hz	$f_{1/2} = f_0/2Q_L = 216$
odstrojenie całkowite	Hz	860
odstrojenie wstępne	Hz	$\Delta f = 428$
2. Mechaniczne parametry wnęki		
wektor częstotliwości rezonansowych	Hz	$f = [280, 340, 420]$
wektor dobroci mechanicznej	Jedn.	$Q_m = [100, 100, 100]$
wektor stałych Lorentza	$[\text{Hz}/(\text{MV})^2]$	$K = [0.4, 0.3, 0.2]$
3. Parametry sygnałów		
średnia wartość prądu wiązki elektronowej	mA	$I_{\text{beam}} = 8$
amplituda napięcia wnęki	MV	$V = 25$
średnia moc sprzęgana do wnęki	kW	$P = 200$
faza napięcia wnęki	rad	$\rho = -0.1$
początkowa faza dla układu całkującego	rad	$\Phi_0 = -1.4$
czas napełniania wnęki	s	$T_f = \ln 2 / 2\pi f_{1/2}$
czas trwania impulsu generatora	s	$T = 1.3e - 3$
czas trwania fazy plateau	μs	$T_p = 800$
częstotliwość repetycji impulsu generatora	Hz	$F_{\text{rep}} = 5(10)$
planowana częstotliwość repetycji	Hz	100 (200)
stosowana częstotliwość pośrednia	kHz	$f_i = 250$
planowana częstotliwość pośrednia	MHz	81
stosowana częstotliwość próbkowania	MHz	$f_s = 1$

Procedura arytmetyczna DSP (*digital signal processing*) części elektrycznej modelu realizowana jest zgodnie z dyskretną reprezentacją w przestrzeni stanu dla wektora obwiedni zespolonej $\mathbf{v}$. Dane wejściowe stanowią zewnętrzny sygnał z generatora $\mathbf{v}_0$ i sygnał *Beam* z pamięci wewnętrznej. Modulator częstotliwości pośredniej przetwarza wektor obwiedni zespolonej $\mathbf{v}$ symulując próbki danych $\mathbf{v}_m$ z mieszacza częstotliwości 250 kHz. Rejestry wprowadzają opóźnienie sygnału w układzie wejścia i wyjścia wnęki. Kwadrat modułu obwiedni zespolonej v^2 steruje model mechaniczny wnęki zgodnie z równaniem stanu dla wektora $\mathbf{w}$. Superpozycja trzech modów i wstępnego odstrojenia w_0 (*predetuning*) daje wypadkowe odstrojenie wnęki $\Delta\omega$, które moduluje parametry macierzy stanu $\mathbf{E}$ modelu elektrycznego.

2.2. UKŁAD KONTROLERA WNĘKI REZONANSOWEJ

Moduł FPGA kontrolera stanowi układ wykonawczy dla algorytmów sterowania nadprzewodzącej wnęki rezonansowej. Schemat funkcjonalny bloku sterującego przedstawia rys.5. Sygnał pośredniej częstotliwości 250 kHz próbkowany jest z okresem



Rys. 5. Schemat funkcjonalny algorytmu kontrolera wnęki rezonansowej

Fig. 5. Functional flow diagram of the superconducting cavity

$T = 1\mu s$ z możliwością uśredniania próbek dla maksymalnej częstotliwości 64 MHz 14-bitowego przetwornika ADC.

Po wstępnym skalowaniu i poziomowaniu danych, podstawową funkcją stopnia wejściowego jest detekcja *obwiedni zespolonej* z sygnału pośredniej częstotliwości 250 kHz (demodulacja).

Dane wejściowe stanowią składową rzeczywistą x_k dyskretnego sygnału analitycznego $u(t) = u(kT) = u_k$ o nieznanej części urojonej y_k dla kolejnych próbek k zgodnie z zależnością:

$$u_k = v(kT) \cdot \exp(i \cdot 2\pi f_i \cdot kT) = v_k \cdot (i)^k = x_k + i \cdot y_k \rightarrow v_k = (x_k + i \cdot y_k) \cdot (-i)^k \quad (7)$$

$$\equiv [I_k, Q_k],$$

gdzie v_k — dekodowana dyskretna *obwiednia zespolona* o składowych (I_k, Q_k). Proponowany algorytm detekcji linearyzuje zmiany obwiedni i eliminuje *offset* w okresie nośnej sygnału ($4T = 4\mu s$). Schemat estymacji *obwiedni zespolonej* o składowych (I, Q) dla kolejnych cyklicznych 4 kroków (4 fazy algorytmu) przedstawia tabela 2. Każdy wiersz tabeli określa odpowiednie składowe obwiedni (I_k, Q_k) dla danej fazy algorytmu $\text{mod}(k, 4)$.

Trzy składowe tego samego typu są estymowane w danej fazie algorytmu dla trzech kolejnych chwil $k-1, k, k+1$ jak następuje:

dla $k-1$ — interpolacja liniowa na podstawie wartości próbek x_k, x_{k-2} ;

dla k — wyliczenie z wykorzystaniem bieżącej próbki x_k z eliminacją *offsetu*;

dla $k+1$ — ekstrapolacja liniowa (predykcja) na podstawie wartości dla k i $k-1$.

Table 2

Estymacja i predykcja składowych sygnału obwiedni zespolonej dla czterech faz algorytmu kontrolera

Estimation and prediction of the singal envelope components for four phases
of the controler algorithm

mod(k, 4)	Estymacja dla k-1	Estymacja dla k	Predykcja dla k+1	Estymacja dla k
0	$I_{k-1} = (x_k - x_{k-2})/2$	$I_k = (x_k - \text{offset})$	$I_{k+1} = 2I_k - I_{k-1}$	$Q_k = 2Q_{k-1} - Q_{k-2}$
1	$Q_{k-1} = -(x_k - x_{k-2})/2$	$Q_k = -(x_k - \text{offset})$	$Q_{k+1} = 2Q_k - Q_{k-1}$	$I_k = 2I_{k-1} - I_{k-2}$
2	$I_{k-1} = -(x_k - x_{k-2})/2$	$I_k = -(x_k - \text{offset})$	$I_{k+1} = 2I_k - I_{k-1}$	$Q_k = 2Q_{k-1} - Q_{k-2}$
3	$Q_{k-1} = (x_k - x_{k-2})/2$	$Q_k = (x_k - \text{offset})$	$Q_{k+1} = 2Q_k - Q_{k-1}$	$I_k = 2I_{k-1} - I_{k-2}$

Komplementarna składowa *obwiedni zespolonej* dla danej chwili k została już estymowana metodą predykcji liniowej w poprzednim kroku k-1 algorytmu.

Błąd *offsetu* wyliczany jest w każdym kroku algorytmu z wykorzystaniem trzech próbek z okresu zgodnie z zależnością:

$$\text{offset}_k = (x_{k-4} + 2x_{k-2} + x_k)/4. \quad (8)$$

Przedstawiony algorytm skutecznie dekoduje szybkozmienną regularną obwiednię z jednoczesną redukcją wolnozmiennego *offsetu*.

Dodatkowa opcja kontrolera wykorzystuje multiplexer do bezpośredniej akceptacji wektora obwiedni (I,Q) z zewnątrz systemu.

Moduł kalibracji wektora obwiedni kompensuje przesunięcie fazy kanału pomiarowego dla pojedynczej wnęki rezonansowej zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{v}_k = \mathbf{C}^* [\mathbf{I}_k; \mathbf{Q}_k], \quad (9)$$

gdzie $\mathbf{C}$ — macierz obrotu.

Procedura filtracji rekursywnej I-szego rzędu formuje sygnału obwiedni zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{V}_k = f \cdot \mathbf{V}_{k-1} + (1 - f) \cdot \mathbf{v}_k, \quad (10)$$

gdzie f — stała filtru.

Estymowany sygnał obwiedni zespolonej porównywany jest z wektorem odniesienia $\mathbf{SP}$ z tablicy *Set-point*.

Uzyskany wektor błędu wzmacniany jest z wykorzystaniem mnożników $\mathbf{K}$ w tablicy *Gain* tworząc sygnał sprzężenia zwrotnego (*feed-back*).

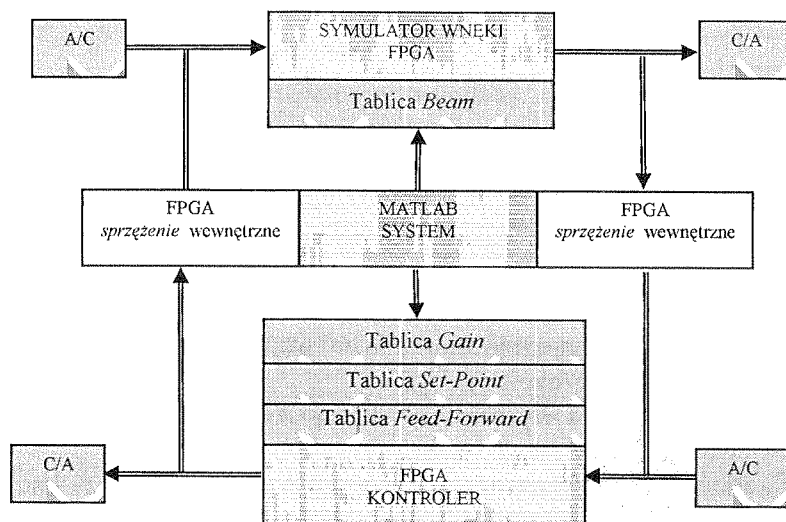
Sygnał sterowania bezpośredniego $\mathbf{FF}$, w oparciu o adaptacyjnie estymowany model procesu (*Feed-forward*), niezależnie wspomaga sygnał sprzężenia zwrotnego.

Końcowy moduł kalibracji (macierz **D**) kompensuje charakterystykę statyczną kanału wejściowego wnęki rezonansowej zgodnie z ostateczną zależnością dla sygnału wyjściowego kontrolera:

$$(\mathbf{V}_{\text{out}})_k = \mathbf{D}^*[\mathbf{FF}_k + \mathbf{K}^*(\mathbf{SP}_k - \mathbf{V}_k)]. \quad (11)$$

2.3. SYMULACJA WARUNKÓW PRACY WNĘKI REZONANSOWEJ

Układ FPGA symulatora wnęki wraz z kontrolerem sprzężone są interfejsem komunikacyjnym z systemem MatLab. Testy w czasie rzeczywistym przeprowadzone są zgodnie ze schematem rys. 6. System MatLab, dla pierwotnie zadanych parametrów,



Rys. 6. Schemat funkcjonalny systemu FPGA symulatora wnęki z układem kontrolera

Fig. 6. Functional flow diagram of the FPGA based cavity simulator and controller (simcon) system

generuje dane sterujące inicjując proces symulacji. Znormalizowane i przeskalowane parametry wtórne, wraz z macierzą danych sterujących, przesyłane są do rejestrów i pamięci wewnętrznych systemu FPGA.

Przetworniki ADC i DAC umożliwiają działanie systemu w różnej konfiguracji połączeń.

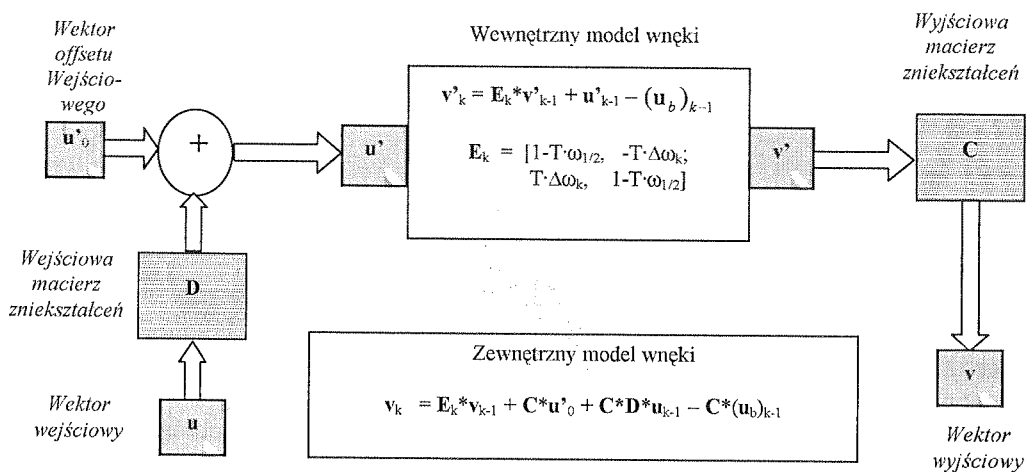
Wnęka pobudzana jest impulsowo przez okres czasu ok. 1.3 ms z częstotliwością ok. 10 Hz. Sygnał sterujący moduluje amplitudę i fazę nośnej 1.3 GHz celem uzyskania pożądanej reakcji rezonatora. Sterowanie wnęki odbywa się w systemie sprzężenia zwrotnego (*feed-back*) wspomaganego sygnałem adaptacyjnego sterowania wprost (*feed-forward*). W pierwszej fazie trwającej ok. 0.5 ms (*filling*) wnęka jest ładowana ze stałą mocą generatora wymuszającą eksponentalne narastanie pola EM w warunkach rezonansu. Wstępne dodatnie odstrojenie wnęki (zadane mechanicznie) symetryzuje

(względem częstotliwości wzorcowej generatora) spadek częstotliwości rezonansowej pod wpływem wzrastającej siły Lorentza. Po osiągnięciu pożądanej wartości amplitudy i fazy pola, następuje zsynchronizowana emisja strumienia przyśpieszanych cząstek (*beam*). W fazie stabilizacji (*flat top*) trwającej ok. 0.8 ms wymuszany jest stan ustalony utrzymujący na zadanym poziomie amplitudę i fazę pola przyśpieszającego. Po wyłączeniu mocy klistronu i wiązki cząstek następuje swobodny eksponentalny zanik pola wnęki (*decay*).

2.4. IDENTYFIKACJA PARAMETRÓW NADPRZEWODZĄCEJ WNĘKI REZONANSOWEJ

Estymacja parametrów rezonatora pozwala wykorzystać model procesu do skutecznego sterowania bezpośredniego (*feed-forward*) niezależnie od kontroli sprzężeniem zwrotnym.

Algorytm identyfikacji bazuje na modelu elektrycznym wnęki rezonansowej reprezentowanym przez dyskretne równanie stanu dla wektora obwiedni zespolonej. Uwzględnienie charakterystyki kanałów transmisji sygnału prowadzi do zewnętrznego modelu obiektu widzianego przez układ kontrolera zgodnie z rys. 7.



Rys. 7. Algebraiczny model układu wnęki rezonansowej wraz z otoczeniem

/ Fig. 7. Algebraic model of the resonant cavity system with the work environment

Wypadkowe liniowe równanie modelu zawiera szereg nieznanymi parametrów i niestacjonarne odstrojenie wnęki (*detuning*). Dla względnie wolnozmienniej częstotliwości rezonansowej można założyć wielomianową aproksymację odstrojenia $\Delta\omega$ o kilku nieznanymi stałych współczynnikach. Ostateczna lista niewiadomych tworzy wektor parametrów wyodrębnionych z równania modelu w zapisie macierzowym. W całym dyskretnym, skończonym zakresie pomiarowym model procesu jest więc reprezento-

wany przez równanie macierzowe z wektorem nieznanymi parametrów $\mathbf{x}$ zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{V} = \mathbf{H}^* \mathbf{x}, \quad (12)$$

gdzie $\mathbf{V}$ — całkowity wektor wyjściowy złożony z kolejnych rejestrowanych *obwiedni zespolonych*, $\mathbf{H}$ — macierz struktury modelu zależna od czasu i znanych wartości sygnałowych.

Dla nad-określonego równania macierzowego, w warunkach zaszumionego procesu, wektor parametrów $\mathbf{x}$ jest skutecznie estymowany metodą najmniejszych kwadratów (*least squares*) zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{x} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{V}. \quad (13)$$

Algorytm identyfikacji parametrów wnęki rezonansowej zaimplementowany został w MatLabie w różnych wersjach aplikacji. Dla powtarzalnego procesu może być zastosowany do estymacji odstrojenia wnęki w czasie pomiędzy impulsami (*off-line*).

Wysterowany analogicznie model w MatLabie wykazuje zadowalającą zgodność z rzeczywistością weryfikując jednocześnie algorytm identyfikacji parametrów rezonatora.

2.5. STEROWANIE WNĘKI REZONANSOWEJ

Skuteczne sterowanie rezonatora można wstępnie określić na podstawie estymowanego modelu procesu reprezentowanego równaniem stanu dla wektora *obwiedni zespolonej*.

2.5.1. Faza ładowania (*filling*)

Optymalne napełnianie wnęki energią pola elektromagnetycznego zakłada sterowanie w rezonansie ze stałą mocą generatora. Amplituda I_0 jest stała a częstotliwość sygnału nadąża za zmianami częstotliwości rezonatora $\Delta\omega(t)$ względem pulsacji odniesienia generatora ω_g .

Warunek ten określa wymaganą obwiednię sterującą $\mathbf{i}(t)$ z modulacją fazy $\varphi(t)$ w układzie otwartym (*feed-forward*) zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{i}(t) = I_0 \cdot \exp(\mathbf{i}\varphi(t)) \quad (t \geq 0)$$

$$\text{dla } \frac{d\varphi(t)}{dt} = \Delta\omega(t) \rightarrow \varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \Delta\omega(\tau) d\tau \quad \text{dla } \varphi_0 = \varphi(0). \quad (14)$$

Wynikowa obwiednia napięcia wnęki określa sygnał odniesienia (*set-point*) w układzie sprzężenia zwrotnego zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{v}(t) = I_0 \cdot R \cdot (1 - \exp(-\omega_{1/2} \cdot t)) \cdot \exp(\mathbf{i}\varphi(t)) = \mathbf{i}(t) \cdot R \cdot (1 - \exp(-\omega_{1/2} \cdot t)). \quad (15)$$

Moc ładowania wnęki osiąga maksymalną wartość równą mocy klustronu w czasie $T = \ln 2 / \omega_{1/2}$ a amplituda sygnału równa się połowie wartości asymptotycznej.

Obwiednia zespolona napięcia osiąga wówczas zadaną docelową wartość:

$$v(t) = V \cdot \exp(i\Phi) \quad \text{dla} \quad V = 1/2I_0 \cdot R \quad \text{i} \quad \Phi = \varphi(t) = \varphi_0 + \int_0^t \Delta\omega(\tau) d\tau. \quad (16)$$

W warunkach idealnego dopasowania, przy braku mocy odbitej, następuje stan ustalony relatywistycznego przyspieszania ładunków z pełną mocą klustronu.

Określone powyżej sygnały sterujące w etapie ładowania wnęki bazują na estymacji zmian częstotliwości rezonansowej $\Delta\omega(t)$ względem pulsacji odniesienia generatora ω_g .

Alternatywną metodę kontroli rezonatora wyznacza jednoznaczna relacja wejścia/wyjścia w warunkach rezonansu.

Rezonator dostraja się ze stałą mocą (*self-tuning*) w pętli dodatniego sprzężenia zwrotnego o malejącym w czasie wzmocnieniu $K(t) = 1/(R \cdot (1 - \exp(-\omega_{1/2} \cdot t)))$, po wstępnym pobudzeniu wnęki w okresie próbkowania Δt stałą obwiednią $i(t) = I_0 \cdot \exp(i\varphi_0)$.

Adaptacyjne sterowanie w rezonansie wykorzystuje warunek tej samej fazy $\varphi(t)$ na wejściu i wyjściu rezonatora. W każdym cyklu pracy wnęki sterowana jest obwiednią o danej amplitudzie I_0 wykorzystując zapamiętany sygnał fazy wyjściowej $\varphi(t)$ z poprzedniego cyklu. Rezonator dostraja się w procesie iteracyjnym po kilku kolejnych cyklach adaptacji zależnie od początkowo zadanego sygnału fazy.

2.5.2. Faza stabilizacji (flatop)

Stabilizacja amplitudy i fazy sygnału z pulsacją wzorcową generatora wyklucza pracę w rezonansie dla odstrojonej wnęki. Warunek stabilizacji obwiedni zespolonej napięcia jednoznacznie określa wartość odniesienia (*set-point*) w układzie sprzężenia zwrotnego zgodnie z zależnością:

$$v(t) = V \cdot \exp(i\Phi) = \text{const}. \quad (17)$$

Dokładność stabilizacji ograniczona jest przez wzmocnienie kontrolera, które limitowane jest stabilnością układu z opóźnieniem w pętli.

Rozwiązanie równania modelu wnęki w stanie ustalonym określa wymagany sygnał obwiedni zespolonej sterowania bezpośredniego (*feed-forward*) zgodnie z zależnością:

$$i(t) = V \exp(i\Phi) \cdot (1 - i\Delta\omega(t)/\omega_{1/2})/R = V \cdot \exp(i(\Phi - \psi))/R \cos \psi \quad (18)$$

dla $\tan \psi = \Delta\omega/\omega_{1/2}$.

Obwiednia sterująca moduluje sygnał wejściowy kompensując zmiany impedancji rezonatora kosztem dodatkowej mocy wskutek niedopasowania wnęki. Celem minimalizacji tej mocy, symetryzuje się odchylenie częstotliwości rezonansowej względem

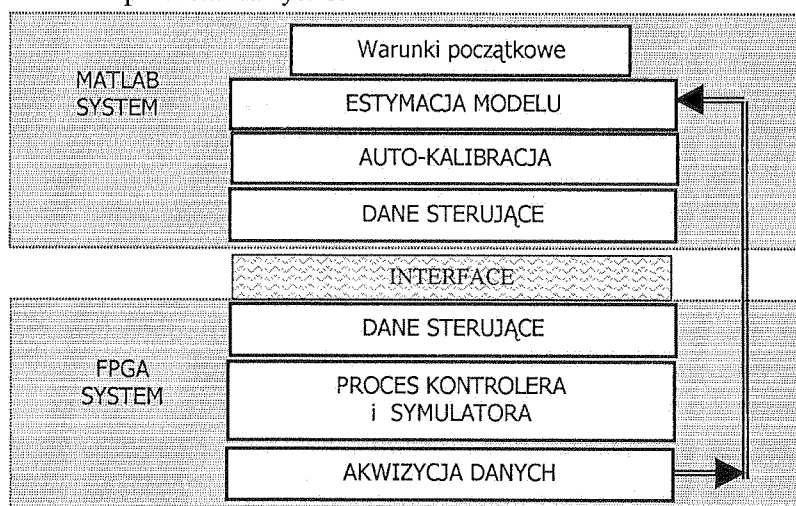
pulsacji wzorcowej generatora poprzez wstępnie zadane dodatnie odstrojenie wnęki (*predetuning*).

Adaptacyjne sterowanie w etapie stabilizacji estymuje wolnozmienną impedancję wnęki po każdym cyklu pracy (*off-line*) i generuje sygnał sterujący dla następnego cyklu n zgodnie z zależnością:

$$\mathbf{i}_n(t) = [\mathbf{i}_{n-1}(t)/\mathbf{v}_{n-1}(t)] \cdot \mathbf{V} \cdot \exp(\mathbf{i}\Phi). \quad (19)$$

Sterujące parametry sygnałowe: amplituda ładowania I_0 , faza początkowa φ 0, zadana amplituda V i faza Φ dla warunku stabilizacji korygowane są w iteracyjnym procesie auto-kalibracji po każdym cyklu pracy rezonatora.

Algorytm sterowania wnęki rezonansowej na bazie układu FPGA wspomaganego systemem MATLAB-a przedstawia rys. 8.



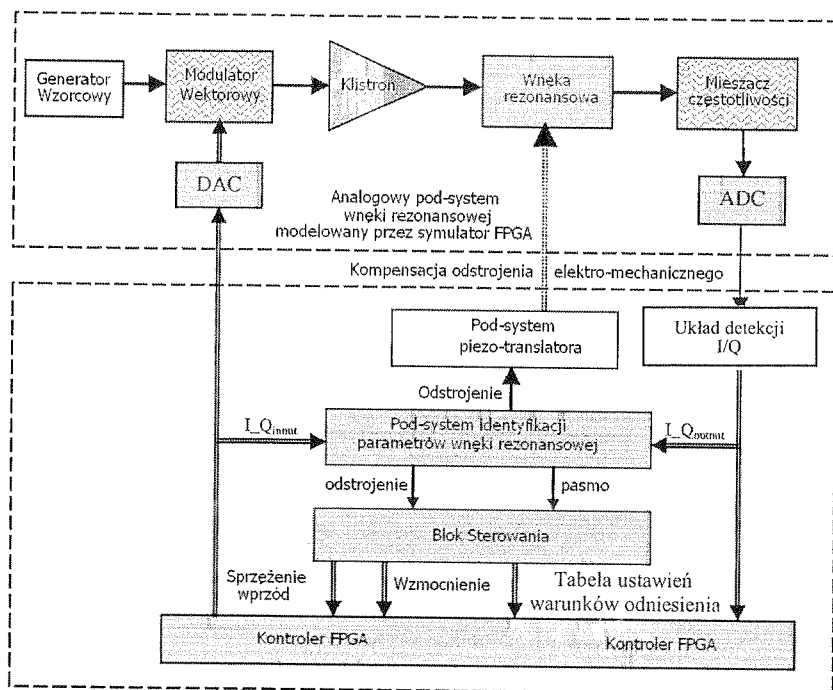
Rys. 8. Algorytm sterowania wnęki rezonansowej

Fig. 8. Algorithm for cavity control

3. WARSTWA SPRZĘTOWA SYSTEMU POMIAROWO-KONTROLNEGO

Przedstawiony na rys.3 rzeczywisty system pomiarowo-kontrolny modelowano w środowisku MatLab, zgodnie ze schematem blokowym pokazanym na rys. 9 [5,10,14,15], uwzględniając zastosowanie w rozwiązaniu sprzętowym układu FPGA wyposażonego w rozbudowane funkcje DSP, znaczną ilość elementów logicznych LCELL i pamięci RAM [11,12]. Blok sterowania, na wejściu korzysta z danych uzyskanych z przetworzonych sygnałów pomiarowych, stosuje wartości parametrów wnęki, które zostały oszacowane w procesie identyfikacji oraz na wyjściu generuje dane niezbędne dla kontrolera FPGA. Podstawowy system sprzężenia zwrotnego steruje klistronem. Odrębny

system elektromechanicznego sprzężenia zwrotnego z piezo-kompensatorem zapobiega nadmiernemu odstrojeniu wnęki. Jest to realizowane metodą statyczną, poprzez zastosowanie stałego wstępnego odstrojenia wnęki na czas impulsu dużej mocy oraz metodą dynamiczną on-line (w modelu).



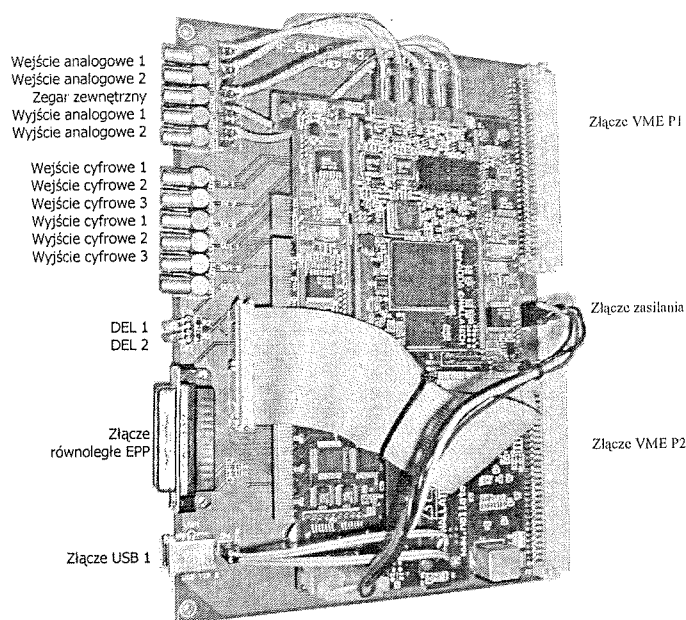
Rys. 9. Funkcyjny schemat blokowy systemu pomiarowo-kontrolnego przeznaczony do realizacji w technologii FPGA/DSP dla jednej rzeczywistej nadprzewodzącej wnęki rezonansowej (lub jej modelu symulacyjnego) akceleratora TESLA i lasera XFEL

Fig. 9. Functional flow diagramme of the measurement- control system to be realized in FPGA/DSP technology for a single superconducting resonant cavity (or itm simulation model) for TESLA accelerator and XFEL laser

Realizacja warstwy sprzętowej systemu pomiarowo-kontrolnego bazuje na zestawie PCI Nallatech XtremeDSP [12]. Wykorzystano wersję płyty głównej BenONE zintegrowaną z płytą nakładkową BenADDA ukierunkowaną na realizację szybkich sprzętowych algorytmów DSP. Zawiera ona m. in. po dwa szybkie 14-bitowe przetworniki A/C i C/A oraz układ VirtexII wyposażony w szybkie sprzętowe mnożniki 18×18 bitów. W systemie wykorzystano zegar 40 MHz do taktowania układu FPGA (zarówno dla zaimplementowanej logiki synchronicznej, jak i przetwarzania DSP) oraz częstotliwości przetwarzania przetworników A/C i C/A.

Dostosowanie płyty PCI do potrzeb środowiska projektowego i użytkowego akceleratora XFEL uzyskano poprzez jej osadzenie na płycie bazowej 6HE-EURO, rys. 10.

Zestaw sprzętowy systemu pomiarowo-kontrolnego SIMCON zajmuje dwa sloty w karcie VME 6U. Do zasilania zestawu można wykorzystać standardowe zasilanie VMEbus zasilacz zewnętrzny.



Rys. 10. Warstwa sprzętowa systemu pomiarowo-kontrolnego (nazywanego w pracy systemem SIMCON) dla wnęki rezonansowej bazująca na płycie VME z układem Virtex 3000 zawierającym elementy DSP

Fig. 10. Hardware layer of the measurement-control system (referred in the work to as SIMCON) for the resonant cavity. The system bases on the VME board with the Virtex 3000 chip. The chip possesses DSP blocks

Integracja systemu kontrolno-pomiarowego z akceleratorem XFEL wymaga zarówno podłączenia sterujących sygnałów analogowych, jak i synchronizujących. W związku z tym na froncie płyty bazowej VME umieszczono:

- dwa analogowe wejścia sygnałów o zakresie $\pm 1V$ przyłączone do 14-to bitowych przetworników A/C. Taka konfiguracja umożliwia opcjonalnie wprowadzanie z mieszacza częstotliwości, zarówno sygnału zmodulowanego 250 kHz jak i dwóch niezależnych składowych pola wnęki (I i Q);
- dwa analogowe tory wyjściowe o zakresie $\pm 1V$ są sterowane z 14-to bitowych przetworników C/A i umożliwiają wyprowadzanie sygnałów zawierających składowe I i Q przeznaczone do sterowania modulatorem wektorowym;
- wejście TTL zewnętrznego zegara systemowego stanowi opcję pracy synchronicznej systemu pomiarowo-kontrolnego z zegarem akceleratora XFEL;
- trzy wejścia TTL połączone poprzez bufor separujący do układu VirtexII. Umożliwiają dostarczenie do systemu kontrolno-pomiarowego sygnałów synchronizujących z systemu zewnętrznego, jak np.: wyzwolenie procesu napełniania wnęki (sygnał

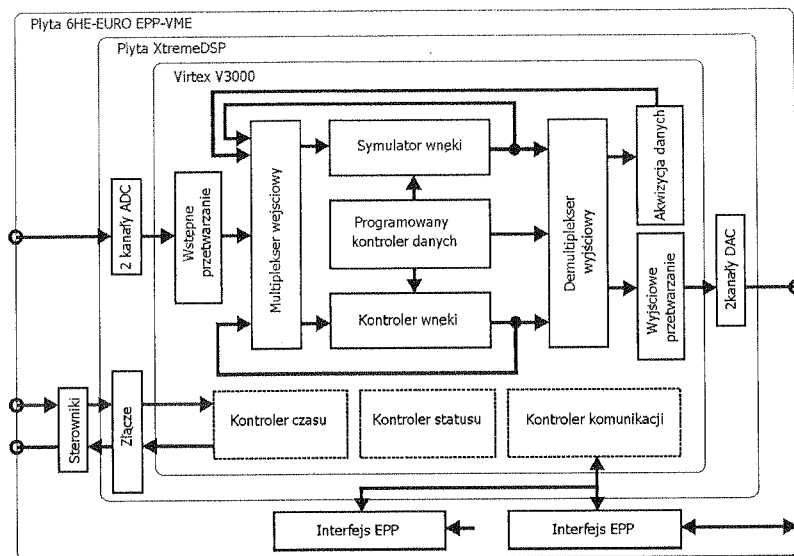
trygera), synchronizację przetwarzania A/C i C/A (sygnał stroboskop) i inne;

- trzy wyjścia TTL połączone poprzez bufor separujący do układu VirtexII. Umożliwiają synchronizację pracy urządzeń zewnętrznych z systemem SIMCON lub monitoring;
- dwie informacyjne diody DEL wskazują na stan aktywności pracy systemu SIMKON i trygera wiązki elektronowej;
- gniazdo interfejsu równoległego EPP umożliwiające komunikację układu VirtexII z komputerem sterującym poprzez specjalizowany interfejs opracowany na potrzeby systemu pomiarowo-kontrolnego. Zastosowanie standardu EPP wynikało z dostępności tego interfejsu w komputerach PC, prostotę implementacji dla układu FPGA i uzyskiwaną dużą szybkość transmisji [2,7];
- gniazdo USB umożliwiające konfigurację układu VirtexII.

System pomiarowo-kontrolny został zrealizowany w formie sparametryzowanej i programowalnej struktury bloków funkcjonalnych przetwarzania równoległego, opisanych w języku VHDL. Implementację kodu umieszczono w układzie programowalnym VirtexII. Ogólną strukturę funkcjonalną systemu SIMCON w powiązaniu z warstwami sprzętowymi przedstawiono na rys. 11. Rdzeń stanowią niezależne moduły *Symulatora Wnęki i Kontrolera Wnęki*. Zostały one zaprogramowane w układzie VirtexII jako sprzętowe algorytmy DSP oparte na szybkich elementach mnożących. Bloki te pracują równolegle w czasie rzeczywistym. Są sterowane parametrami programowanymi dostarczającymi przez blok *Programowanego Kontrolera Danych*, zarówno w formie wartości stałych (np. parametry wnęki i kontrolera), jak i wektorów (np. sprzężenie wprzód kontrolera wnęki, wiązka symulatora wnęki). Zadawane parametry wynikają z algorytmów opisanych szczegółowo w pracach [4,5].

Blok *Multipleksa Wejściowego* pozwala na programowalny dobór sygnałów sterowania blokami kontrolera i symulatora. Można w ten sposób realizować wewnętrzne cyfrowe pętle sprzężenia zwrotnego, podłączać zewnętrzne sygnały analogowe z przetworników A/C lub zadawać wektory testowe wstępnie zaprogramowane w bloku *Akwizycji Danych (DAQ)*. Zadaniem bloku *Demultipleksa Wyjściowego* jest programowalny wybór sygnałów wyprowadzanych na przetworniki C/A lub ich rejestracja w bloku *DAQ*. Dzięki odpowiedniej konfiguracji macierzy przełączających można uzyskać analogowe sprzężenia zwrotne pomiędzy modułami kontrolera i symulatora wnęki. Bloki *Kontrolera Czasu i Statusu* dokonują wewnętrznego monitoringu i synchronizują procesy całego systemu pomiarowo-kontrolnego. Można wykorzystać zewnętrzne sygnały zegarowe dostarczane przez system sterowania akceleratorem XFEL do pracy synchronicznej albo sygnały z generatorów wewnętrznych do pracy autonomicznej systemu. Blok umożliwia także przełączanie stanów pracy, np. wykonywanie procesów w czasie rzeczywistym lub w trybie testów z wektorami wzorcowymi. Komputerowy system nadzoru poprzez blok *Kontrolera Komunikacji* może programować i kontrolować wszystkie bloki funkcjonalne systemu SIMCON. Wykorzystano sprzętową transmisję danych protokołem EPP. Dystrybucja informacji została oparta na standardzie Internal

Interface opisanym w pracy [8]. W tabeli 3 zebrano parametry implementowanego systemu.



Rys. 11. Schemat funkcjonalny sprzętowego rozwiązania systemu pomiarowo-kontrolnego zaimplementowanego w układzie FPGA/DSP. Rys. 12-19 przedstawiają bloki funkcjonalne systemu

Fig. 11. Functional flow diagramme of the hardware solution of measurement-control system implemented in the FPGA/DSP. Figures 12-19 present successive functional bloks of the debated system

Table 3

Parametry implementacji systemu pomiarowo-kontrolnego w układzie FPGA/DSP
Implementation parameters of the measurement-control system in the FPGA/DSP chip

Parametr	jednostka	wartość
Rozdzielczość DSP	bit	$R_{DSP} = 18$
Maksymalna uzyskana częstotliwość pośrednia	MHz	$f_i = 1.25$
Potencjalna maksymalna częstotliwość pośrednia	MHz	$f_i(\max) = 2,5$
Minimalny czas przetwarzania DSP	ns	$t_p(\min) = 200$
Rozdzielczość DAC i ADC	bit	$R_{DA/AD} = 14$
Maksymalne wzmocnienie kontrolera (uzyskane)(potencjalne)	Jedn.	$A = \text{kilkadziesiąt (kilkaset)}$
Uzyskana całkowita latencja kontrolera	ns	$d_k < 500$
Opóźnienie w falowodzie	ns	$d_f < 500$
Zapas stabilności fazy	rad	$P_m \approx 2$
Maksymalna częstotliwość próbkowania	MHz	$f_s = 10$

3.1. WARSTWA ZARZĄDZANIA SYSTEMEM

Warstwa zarządzania systemem SIMCON składa się z trzech niezależnych bloków funkcjonalnych *Kontrolerów: Statusu, Czasu i Komunikacji*. Bloki te synchronizują pracę wszystkich elementów systemu, dystrybuują sygnały zegarowe oraz dane (sterujące i wynikowe). Zapewniono możliwość realizacji różnych funkcjonalności w jednym zintegrowanym systemie bez konieczności jego reprogramowania. Umożliwiano wybór jednego z czterech trybów pracy:

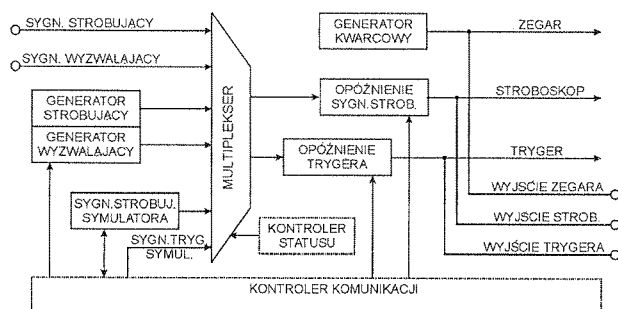
- *tryb pracy autonomicznej*, zapewnia całkowicie niezależną pracę systemu SIMCON poprzez wykorzystanie wewnętrznych generatorów sygnałów zegarowych i trygerowych,
- *tryb współpracy z zewnętrznym systemem sygnałów zegarowych*, pozwala na synchronizację systemu SIMCON z systemem sterowania akceleratora XFEL lub innymi źródłami synchronizacji,
- *tryb testów funkcjonalnych*, wykonuje pracę w trybie rzeczywistym z programowo zadawanymi sygnałami wejściowymi z poziomu środowiska MatLab,
- *tryb diagnostyczny*, realizuje krokową pracę systemu i służy celom serwisowym.

Blok *Kontrolera Statusu* kontroluje bieżący tryb pracy dla całego systemu SIMCON, i umożliwia jego zmianę na życzenie użytkownika. Interfejs komunikacyjny dostarcza informacje o aktualnym stanie działania urządzenia. Blok *Kontrolera Czasu* steruje i przetwarza sygnały zegarowe dystrybuowane w całym systemie SIMCON oraz generuje niezbędne wewnętrzne sygnały zegarowe o parametrach zadawanych programowo. Można wyróżnić trzy podstawowe sygnały zegarowe:

- *Zegar* — wewnętrzny sygnał taktujący o częstotliwości 40 MHz,
- *Stroboskop* — wewnętrzny lub zewnętrzny sygnał synchronizujący przetwarzanie sygnałów analogowych na konwerterach A/C i C/A o okresie 1 μ s, co wynika z wymagań akceleratora X-FEL,
- *Tryger* — wewnętrzny lub zewnętrzny sygnał inicjalizujący proces sterowania wnątką o okresie 200ms, co również wynika z wymagań akceleratora X-FEL.

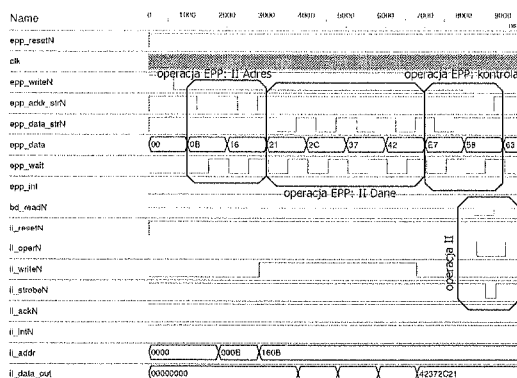
Struktura funkcjonalna bloku *Kontrolera Czasu* została zamieszczona na rys.12. Programowe sterowanie multiplekserem z bloku *Kontrolera Statusu* umożliwia wybór zewnętrznych sygnałów zegarowych, wewnętrznych generatorów programowalnych lub trybu pracy krokowej. Zaimplementowano programowalne linie opóźniające, których zadaniem jest pozycjonowanie sygnałów zegarowych względem zewnętrznych urządzeń akceleratora XFEL. Sygnały zegarowe zostały dodatkowo wyprowadzone na zewnątrz w celu synchronizacji z innymi urządzeniami w trybie testów i symulacji nadprzewodzącej wnątki rezonansowej.

Zaimplementowany w układzie FPGA kontroler i symulator wnątki rezonansowej wymaga wprowadzenia dużej liczby parametrów (rejstry i tablice), realizacji szybkiego naboru danych monitorujących oraz bieżącej efektywnej kontroli z poziomu oprogramowania. To oznaczało konieczność zapewnienia komunikacji pomiędzy blokami SIMCON a oprogramowaniem sterującym. Realizacja fizycznej warstwy komu-

Rys. 12. Struktura funkcjonalna bloku *Kontrolera Czasu*Fig. 12. Functional structure of the *Time Controller* block

nikacyjnej pomiędzy układem FPGA a komputerem wykorzystuje standard EPP 1.7. (Enhanced Parallel Port) [13].

8-mio bitowe słowa przesyłane są jako dane (aktywny sygnał Stroboskop Danych) albo jako adresy (aktywny sygnał Stroboskop Adresu). Przesyłanie bardziej złożonego pakietu informacji do przestrzeni adresowej FPGA jest realizowane jako sekwencja ośmiu bajtów. Zastosowano implementację standardu *Internal Interface* (II) [8]. Dwa pierwsze bajty przekazują wartość 16-to bitowego adresu, cztery kolejne bajty zawierają wartość słowa danych (odpowiednio zapisywaną lub odczytywaną), kolejny bajt stanowi sumę kontrolną, natomiast ostatni bajt zwraca słowo statutowe przeprowadzonej transmisji (m.in. potwierdzenie wykonania operacji dostępu I/O). Przykład sekwencji zapisu zamieszono na rys. 13. Uzyskano w praktyce przepustowość 60000 odwołań na sekundę.

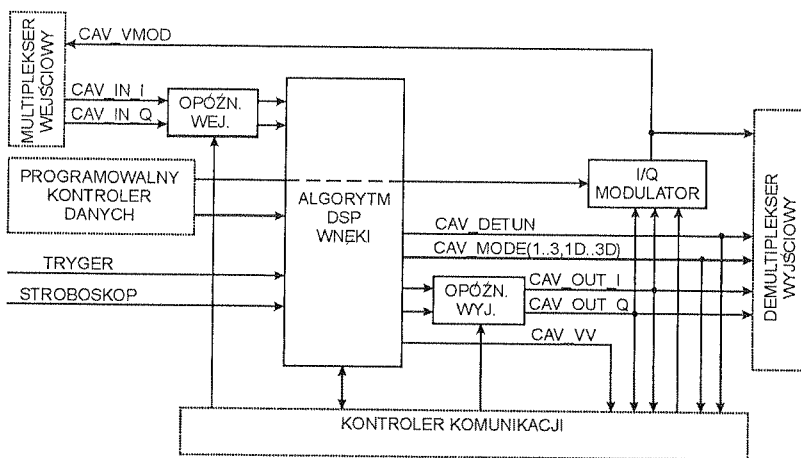


Rys. 13. Przykładowa sekwencji przesyłania danych (operacja zapisu) przez interfejs EPP do magistrali standardu Interfejs Wewnętrzny (II) zaimplementowanego w układzie VirtexII

Fig. 13. Exemplary sequence of data transmission (write operation) via the EPP interface to the Internal Interface (II) implemented in the VirtexII chip

3.2. WARSTWA CYFROWEGO PRZETWARZANIA SYGNAŁÓW

Blok *Simulator* realizuje w trybie rzeczywistym algorytm działania wnęki nadprzewodzącej zgodnie z wymogami systemu sterownia akceleratora [4,5]. Zaimplementowano 18-to bitowy algorytm stałoprzecinkowy z wykorzystaniem elementów DSP zawartych w układzie VIRTEXII. Struktura funkcjonalna bloku została przedstawiona na rys.14. Moduł *Algorytm DSP Wnęki* przetwarza wektor sygnałowy sterowania

Rys. 14. Struktura funkcjonalna bloku *Simulator*Fig. 14. Functional structure of the *Simular* Block

wnęki (CAV_IN_I i CAV_IN_Q) wyprowadzony z bloku *Multiplesera Wejściowego*. Parametry algorytmu są podawane z bloku *Programowanego Kontrolera Danych*. Na wyjście modułu wyprowadzono:

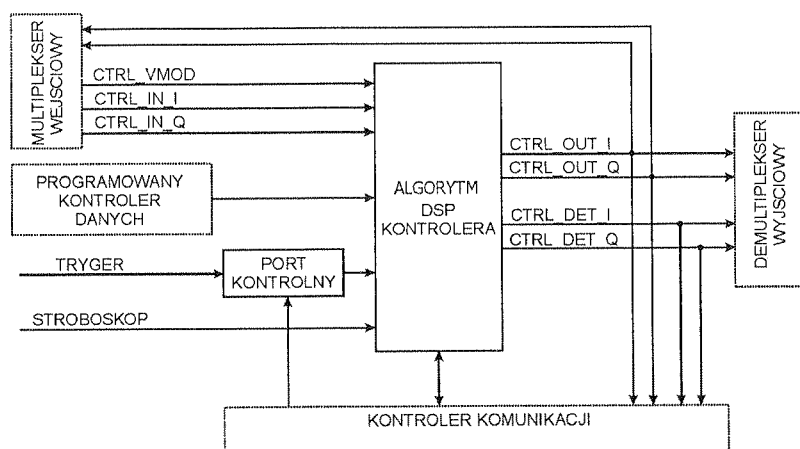
- podstawowe sygnały z wnęki (CAV_OUT_I i CAV_OUT_Q),
- sygnał zmodulowany I/Q falą nośną 250KHz (CAV_VMOD),
- sygnał mechanicznego odstojenia wnęki (CAV_DETUN) do celów diagnostycznych,
- sześć sygnałów wektora stanu modelu mechanicznego do celów diagnostycznych. Sygnały $CAV_MODE(1..3)$ to trzy pierwsze mechaniczne mody harmoniczne, a sygnały $CAV_MODE(1D..3D)$ są odpowiednio ich pierwszymi pochodnymi,
- sygnał kwadratu gradientu pola (CAV_VV) został wyprowadzony do celów serwisowych (kontrola procesu DSP).

Moduł *Modulator I/Q* realizuje modulację sygnałów I i Q z wnęki. Wytwarzany jest w tym wypadku przebieg stanów (I,Q,-I,-Q) o okresie modulacji 250KHz, co wynika z przyjętego okresu próbkowania 1MHz.

Moduły opóźnień danych na wejściu i na wyjściu procesu DSP (*Opóźnienie Wejściowe* i *Wyjściowe*) pozwalają symulować fizyczne opóźnienia wnoszone przez falo-

wody transmisyjne. Pojedynczy krok opóźnienia wyznacza taktowanie sygnału Stroboskop, co odpowiada $1\mu s$.

Blok *Kontroler* wykonuje w trybie rzeczywistym algorytm sterowania wnęką nadprzewodzącą [4,5]. Zaimplementowano 18-to bitowy algorytm stałoprzecinkowy z wykorzystaniem elementów DSP zawartych w układzie VirtexII. Blok kontrolera składa się z modułu synchronicznego przetwarzania numerycznego (*Algorytm DSP Kontrolera*) oraz z modułu aktywacji (*Port Kontrolny*). Jego struktura funkcjonalna została przedstawiona na rys. 15.



Rys. 15. Struktura funkcjonalna bloku *Kontroler*

Fig. 15. Functional structure of the *Controller* block

Sterujące sygnały wejściowe są wyprowadzone z bloku *Multiplexera Wejściowego*. Kontroler wnęki może być sterowany sygnałem zmodulowanym (CTRL_VMOD) albo parą sygnałów niemodulowanych (CTRL_IN_I i CTRL_IN_Q). Realizacja algorytmu odbywa się zgodnie z wektorami parametrów zadawanymi przez blok *Programowanego Kontrolera Danych*. Na wyjściu modułu uzyskuje się pary sygnałów dwóch wektorów wyjściowych:

- podstawowy sygnał sterowania modulatorem wektorowym klistronu (CTRL_I, CTRL_Q),
- pomocniczy sygnał po detekcji (CTRL_DET_I, CTRL_DET_Q) do celów diagnostycznych.

Moduł *Port Kontrolny* umożliwia aktywację bloku *Kontrolera* tylko w okresie aktywności programowanej bramki czasowej, a w pozostałym okresie czasu dane wyjściowe z bloku przyjmują wartość 0. Sygnał Tryger inicjalizuje bramkę na okres sterowania wnęką rezonansową. Blok *Programowanego Kontrolera Danych* steruje procesami DSP kontrolera i symulatora wnęki poprzez podawanie odpowiednich wartości parametrów. Wyróżnia się w tym wypadku dwa typy danych: dane statyczne, które są podawane w formie stałych wartości oraz dane dynamiczne (wektory), które są podawane w formie

uprzednio zaprogramowanego przebiegu. Wyzwolenie początku przebiegu odbywa się sygnałem Tryger, a kolejne zmiany wartości przebiegu są taktowane sygnałem Stroboskop.

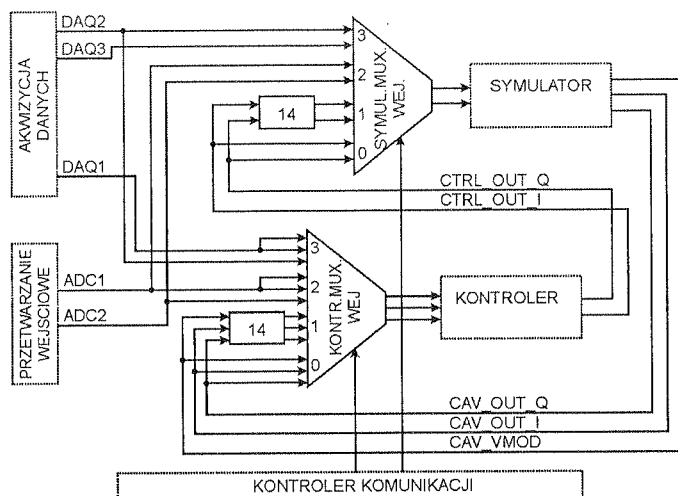
3.3. WARSTWA DYSTRYBUCJI SYGNAŁÓW

Warstwa dystrybucji sygnałów umożliwia programowe konfiguracje pracy symulatora i kontrolera włączy w układzie wzajemnego sprzężenia zwrotnego lub współpracy z urządzeniami zewnętrznymi akceleratora XFEL, a także pozwala na wybór sygnałów monitorowanych w bloku akwizycji danych. Programowy wybór wejściowych sygnałów sterujących dla bloków *Symulatora* i *Kontrolera* dokonywany jest przez *Multiplekser Wejściowy*. Dobór sygnałów wejściowych multiplekserów zapewnia realizację wymaganych sprzężeń zwrotnych (zewnętrznych analogowych, wewnętrznych cyfrowych) pomiędzy blokami DSP i niezależne sterowanie poszczególnymi blokami DSP (zewnętrzne analogowe, wewnętrzne testowe cyfrowe). Blok *Multipleksa Wejściowego* umożliwia równoczesny wybór dwóch sygnałów wejściowych dla bloku *Symulatora* i trzech dla bloku *Kontrolera*. Multipleksery posiadają po 4 warianty wyboru wejść. Struktura funkcjonalna bloku *Multipleksa Wejściowego* została przedstawiona na rys. 16. Dla każdego z multiplekserów wyróżnia się następujące rodzaje sygnałów wejściowych:

- *kanal 0* — wykorzystuje pełną rozdzielczość (18-to bitową) cyfrowego sprzężenia zwrotnego odpowiednio pomiędzy blokami DSP kontrolera i symulatora włączy rezonansowej,
- *kanal 1* — realizuje cyfrową symulację analogowego (14-to bitowego) sprzężenia zwrotnego odpowiednio pomiędzy blokami DSP kontrolera i symulatora włączy w celu symulacji rozdzielczość przetworników,
- *kanal 2* — umożliwia podłączenie rzeczywistych sygnałów odpowiednio z przetworników A/C bloków *DAC1* i *DAC2* i realizację współpracy z urządzeniami zewnętrznymi,
- *kanal 3* — zapewnia podłączenie bloków pamięci *DAQ1..DAQ3* przy wyborze pracy systemu SIMCON w trybie testów funkcjonalnych.

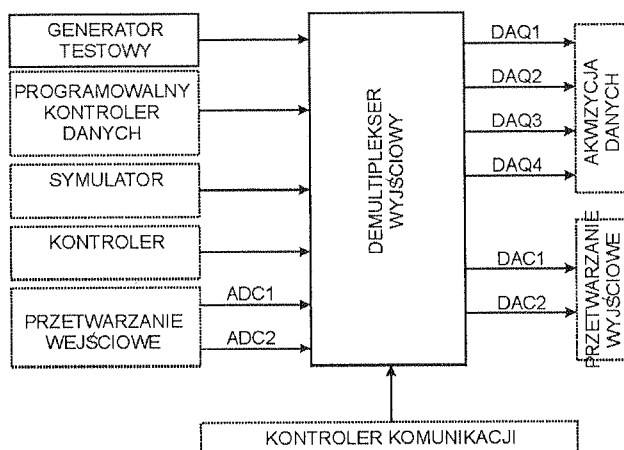
Macierz przełączająca zaimplementowana w bloku *Demultipleksa Wyjściowego* umożliwia niezależny programowy wybór wyjściowych sygnałów z bloków *Programowanego Kontrolera Danych*, *Symulatora*, *Kontrolera*, *ADC1* i *ADC 2* oraz modułu *Generatora Testowego* na wejścia bloków *DAQ1..4* i *DAC1..2*. Dobór sygnałów wejściowych multiplekserów zapewnia, zarówno realizację monitoringu określonych sygnałów, jak i wybór sygnałów wyprowadzanych w formie analogowej na zewnątrz systemu SIMCON poprzez przetworniki C/A. Blok *Demultipleksa Wyjściowego* stanowi macierz przełączającą 23 wejść na 6 wyjść. Wszystkie 23 sygnały wejściowe mogą być niezależnie podłączonego do każdego wyjścia. Struktura funkcjonalna bloku *Demultipleksa Wyjściowego* została przedstawiona na rys. 17. Moduł *Generatora Testowego* wytwarza narastający sygnał piłokształtny inicjalizowany sygnałem Tryger.

Inicjalizacja generatora powoduje jego ustawienie na wartość 0, a następnie każdy takt sygnału Zegar zwiększa jego wartość o 1. Generator jest wykorzystywany wyłącznie do celów serwisowych.



Rys. 16. Struktura funkcjonalna bloku *Multiplexera Wejściowego*

Fig. 16. Functional structure of the *Input Multiplexer* block



Rys. 17. Struktura funkcjonalna bloku *Multiplexera Wejściowego*

Fig. 17. Functional structure of the *Output Multiplexer* block

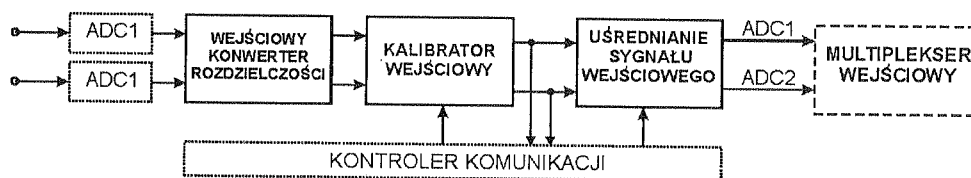
Blok *Przetwarzania Wejściowego* zapewnia właściwą konwersję wartości pomiędzy fizyczną 14-to bitową rozdzielczością przetworników A/C i zastosowaną w opisywanym rozwiązaniu 18-to bitową rozdzielczością wewnętrznego przetwarzania DSP (moduł

Wejściowego Konwertera Rozdzielczości), dokonuje kalibracji sygnałów wejściowych pod względem wzmocnienia i przesunięcia stałonapięciowego (moduł *Kalibratora Wejściowego*) oraz umożliwia wstępne cyfrowe wygładzanie sygnałów wejściowych metodą uśredniania zadanej liczby próbek (moduł *Uśredniania Sygnału Wejściowego*). Jego struktura funkcjonalna została przedstawiona na rys. 18. Moduł *Wejściowego Konwertera Rozdzielczości* realizuje dla każdego kanału wejściowego niezależnie zmianę 14-to bitowego kodu U2 otrzymywaną z danego przetwornika A/C na 18-to bitową reprezentację U2 dla procesów DSP poprzez przemnożenie wartości sygnału wejściowego przez wartość korygującą równą 16.

Moduł *Kalibratora Wejściowego* dopasowuje rzeczywisty sygnał wejściowy do założonych poziomów sygnałów wymaganych w algorytmach symulatora i kontrolera wneki. Moduł realizuje, dla każdego kanału wejściowego, niezależną korekcję sygnału $y = x * G + O$ opartą na operacjach DSP w zakresie 18-to bitowym. Parametr G wyznacza wzmocnienie, natomiast parametr O określa stałe przesunięcie wprowadzane do sygnału. Moduł *Uśredniania Sygnału Wejściowego* realizuje dla każdego kanału

wejściowego następującą funkcję uśredniającą: $Y_{AV}[K] = \frac{\sum_{t=0}^{K-1} x_{-t}}{K}$, gdzie $Y_{AV}[K]$ wyraża wartość uśrednienia ostatnich K próbek, czyli próbki bieżącej (chwila czasu $t=0$), oraz próbek z poprzednich $t = (-1.. -K + 1)$ chwil czasowych. Taktowanie próbek jest wyznaczane przez sygnał Stroboskop. Współczynnik uśredniania K jest wyznaczany jako: $K = 2^N$ dla zrealizowanego sprzętowo zakresu $N = 0..3$.

Blok *Przetwarzania Wyjściowego* wykonuje konwersję wartości pomiędzy fizyczną 18-to bitową rozdzielczością wewnętrznego przetwarzania DSP a 14-to bitową rozdzielczością przetworników DAC. Realizuje on niezależnie dla każdego kanału wyjściowego zmianę 18-to bitowego kodu U2 wykorzystywanego w procesach DSP na 14-to bitową reprezentację NB wymaganą przez przetworniki C/A.



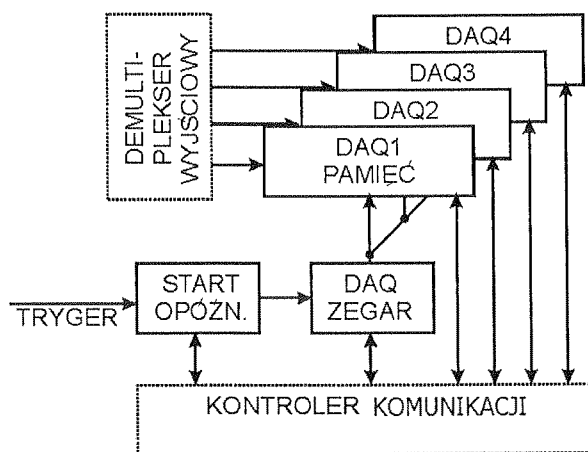
Rys. 18. Struktura funkcjonalna bloku *Przetwarzania Wejściowego*

Fig. 18. Functional structure of the *Input Processing* block

3.4. WARSTWA AKWIZYCJI DANYCH

Warstwę akwizycji danych obsługuje blok *Akwizycji Danych (DAQ)*. Umożliwia jednoczesny monitoring czterech wybranych sygnałów. Dodatkowo może pełnić funkcję programowalnego generatora testowych sygnałów wejściowych i wyjściowych w trybie

testów funkcjonalnych. Jego struktura funkcjonalna przedstawiono na rys. 19. Wybór potoków źródłowych jest dokonywany w bloku *Demultiplexera Wyjściowego*. Blok *DAQ* jest oparty na czterech modułach pamięci. Każda pamięć (moduły *DAQ1*..*DAQ4*) zawiera 2048 słów 18-to bitowych. Proces akwizycji jest sterowany przez moduł *Zegara DAQ* zgodnie z wcześniej zaprogramowanymi parametrami. Wyzwalanie procesu akwizycji danych powoduje sygnał *Tryger*. Może on być opóźniony w module *Start Opóźnienia* o zadaną liczbę taktów zegara *Stroboskop* (1 MHz). W ten sposób uzyskuje się możliwość przesuwania okna czasowego odczytu względem sygnału trygera z krokiem 1μs. Liczba słów pamięci została tak dobrana, że zapewnia rejestrację całego okresu sterowania wnęką rezonansową w akceleratorze X-FEL.



Rys. 19. Struktura funkcjonalna bloku *Akwizycji Danych*

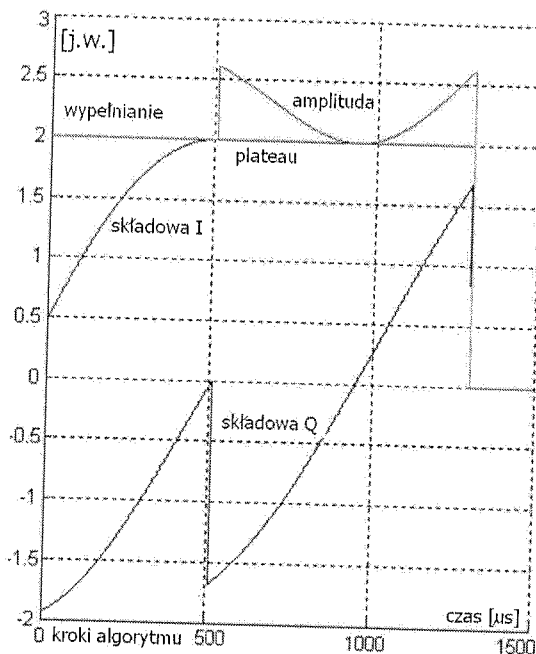
Fig. 19. Functional structure of the *Data Acquisition* block

4. TESTY SYSTEMU POMIAROWO-KONTROLNEGO

Testy zaprojektowanego i wykonanego systemu były zgodne ze standardową procedurą wdrażania nowych rozwiązań przemysłowych dla akceleratora. Wdrożenie obejmuje następujące ogólne etapy: symulacje numeryczne działania systemu, badania kombinacji rodzajów sprzężeń zwrotnych i pracy w samo-strojeniu, równoległe podłączenie symulatora i wnęki rzeczywistej, iteracyjne dopasowanie nominalnych parametrów pracy systemu, debugging sprzętowy i programistyczny, sterowanie wnęką rzeczywistą w warunkach laboratoryjnych, średnio- i długoterminowe testy przemysłowe. Tutaj przedstawiono wyniki pomiarów działania systemu z wewnętrznym cyfrowym sprzężeniem zwrotnym, w pętli wewnętrznej obejmującej kanał przetworników AC i CA, oraz w pętli z rzeczywistą wnęką nadprzewodzącą, umieszczoną na stanowisku laboratoryjnym Chechia. Do realizacji pomiarów konieczne było przygotowanie graficznego interfejsu

su użytkownika (GIU) systemu pomiarowo-kontrolnego. GIU wykonano dla dwóch środowisk pracy Unix [9,16] i MSWin.

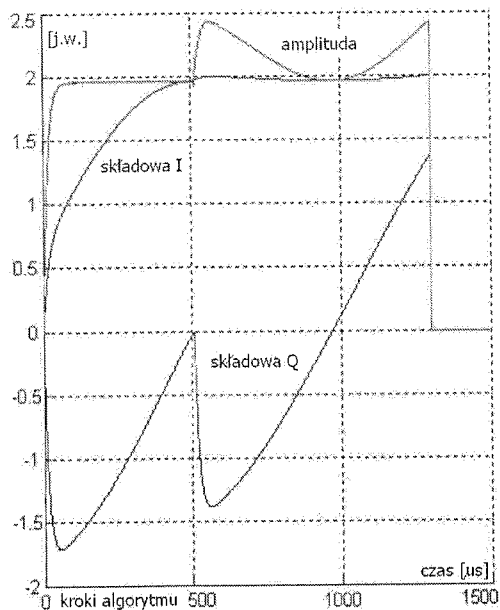
Przedstawione wyniki usystematyzowano w taki sposób, aby pokazać kolejność uruchamiania systemu. Algorytm ładowano do układu FPGA/DSP i testowano poprawność działania bloków *Kontrolera* i *Symulatora* oraz cyfrowego wewnętrznego sprzężenia zwrotnego między nimi (rys.20-21). Oznaczało to początkowo pominięcie toru analogowego. Następnie dołączano część analogową systemu (rys.22-25). Ostatecznie, zamiast cyfrowego symulatora wnęki, podłączano wnękę rzeczywistą (rys.26-29). Sygnał wnęki rzeczywistej przetwarzano off-line (rys.23-24) in on-line (rys.25-26).



Rys. 20. Sygnały wyjściowe I oraz Q z kontrolera wnęki działającego z idealnym sprzężeniem wprzód. Wyniki ze środowiska MatLab. Symulacja sterowania optymalnego

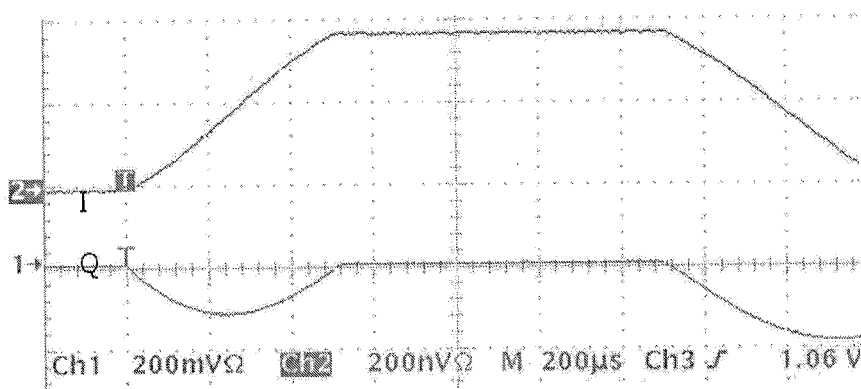
Fig. 20. Output signals I and Q from the cavity controller working with ideal feed-forward. Results from the MatLab environment. Simulation of optimal control

Dla odpowiednio dobranych parametrów sprzężenia w przód uzyskano dobrą stabilizację amplitudy i fazy, rys.25-26. Zmiana fazy na plateau była mniejsza do 0,04 rad przy wysokiej stabilności amplitudy. Decydującą rolę dla stabilizacji fazy odgrywa dobór wektora przewidywanego odstrojenia wnęki, bliskiego wartości rzeczywistej. Model w MatLabie wysterowano celem uzyskania takiej samej reakcji wnęki. Znając sygnały na wejściu i wyjściu Chechii, zgodnie z powyżej przyjętą metodą identyfikacji parametrów, uzyskano estymację odstrojenia wnęki w całym zakresie jej sterowania. Na niskim poziomie sygnału występują dość silne zakłócenia statystyczne. W prze-



Rys. 21. Sygnały wyjściowe I oraz Q z kontrolera wnęki działającego ze sprzężeniem zwrotnym, dla wzmocnienia w pętli $A_{fb} = 50$. Wyniki ze środowiska MatLab. Symulacja sterowania z realistycznymi wartościami parametrów systemu

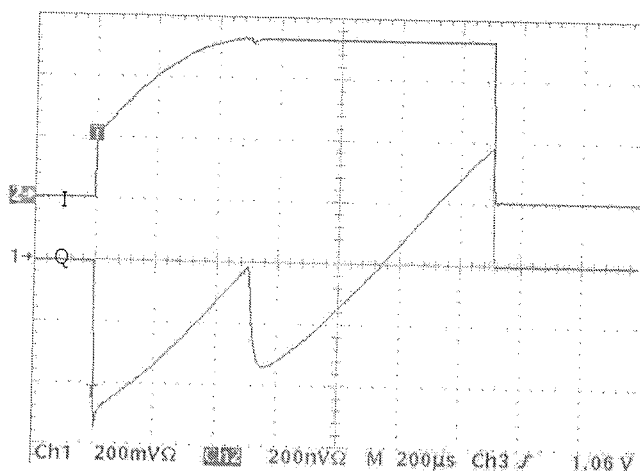
Fig. 21. Output signals I and Q from the cavity controller working with feed-back. Loop amplification $A_{fb} = 50$. Results from the MatLab. Control simulation with realistic values of the parameters



Rys. 22. Sygnały wyjściowe I oraz Q z symulatora wnęki z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego i z działającym sterowaniem bezpośrednim (sprzężeniem wprzód). Wyniki z pełnej pętli sterowania, po przejściu sygnału przez tor przetworników AC i CA. Obraz z oscyloskopu

Fig. 22. Output signals I and Q from the cavity simulation with closed feedback loop and with the feed-forward. The results from the full control loop, including the ADC and DAC.

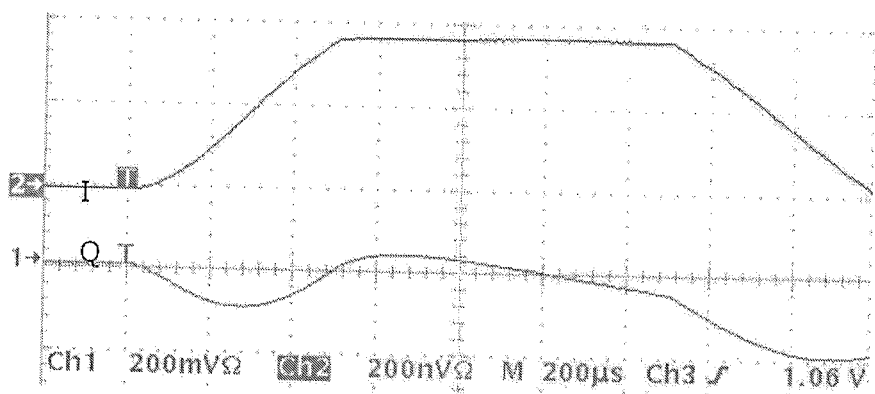
Image from the oscilloscope



Rys. 23. Sygnały wyjściowe I oraz Q z kontrolera wnęki działającej z oboma sprzężeniami (wprzód i wstecz). Obraz oscyloskopowy

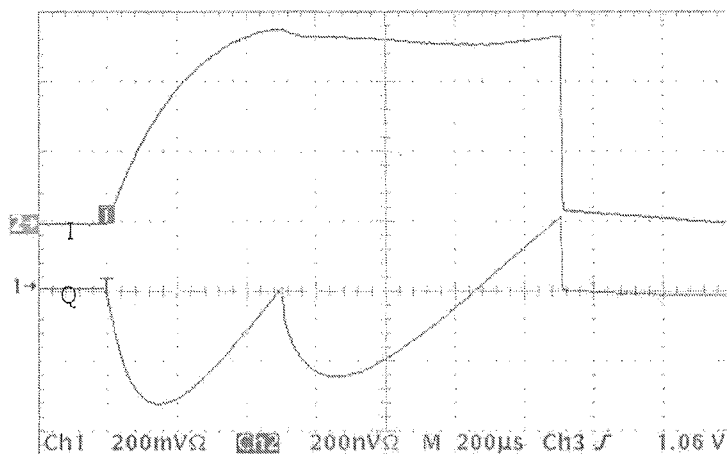
Fig. 23. Output signals I and Q from the cavity controller working with feed-forward and feed-back. Oscilloscope image

tworzaniu danych zastosowano prosty filtr 1-rzędu. Dobierając te same warunki sterowania, uzyskano dobre pokrycie odpowiedzi z modelu i rzeczywistej. Dla większych poziomów sygnału nie było takich problemów z estymacją parametrów spowodowanych zakłóceniami i można wówczas nie stosować filtru. Zasadniczym wnioskiem z przeprowadzonych testów rzeczywistej wnęki jest dobra zgodność modelu wnęki z obiektem rzeczywistym i zadowalająca początkowa estymacja parametrów.



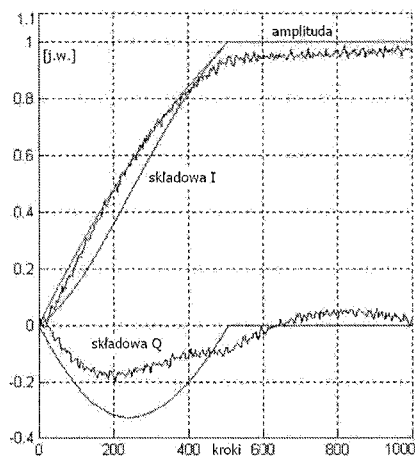
Rys. 24. Sygnały wyjściowe I oraz Q z symulatora wnęki pracującej w pętli sprzężenia zwrotnego z małym wzmocnieniem. Obraz oscyloskopowy

Fig. 24. Output signals I and Q from the cavity simulation working with feed-back of small amplification. Oscilloscope image



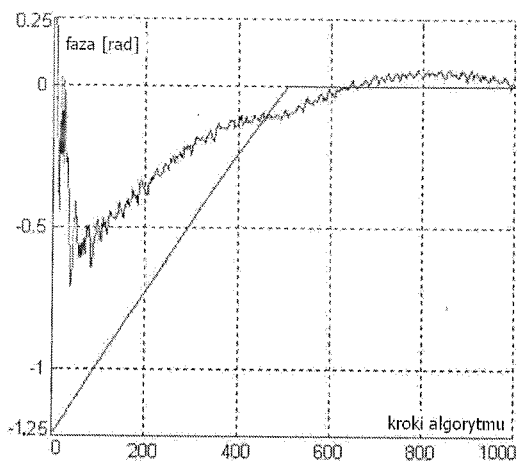
Rys. 25. Sygnały wyjściowe I oraz Q z kontrolera wnęki pracującej w pętli sprzężenia zwrotnego z małym wzmocnieniem. Obraz oscyloskopowy

Fig. 25. Output signals I and Q from the cavity controller working in the feed-back loop with small amplification. Oscilloscope image



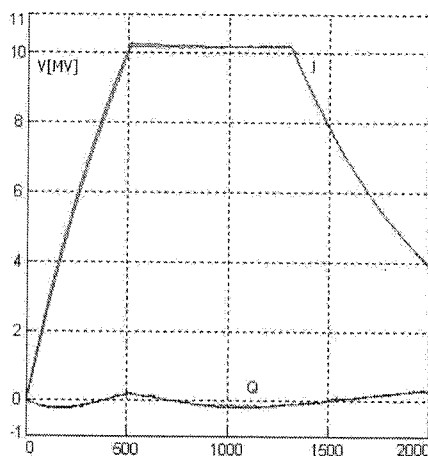
Rys. 26. Obwiednia odpowiedzi rzeczywistej wnęki rezonansowej sterowanej kontrolerem FPGA/DSP z zastosowaniem algorytmu pierwszego rzędu, w obszarach napełniania i plateau. Porównanie z idealnym modelem w MatLabie

Fig. 26. Envelope of the real response of the resonant cavity controlled by the FPGA/DSP controller. Algorithm of the first order was used during the filling and flatop periods. Comparison with the ideal model simulated in MatLab



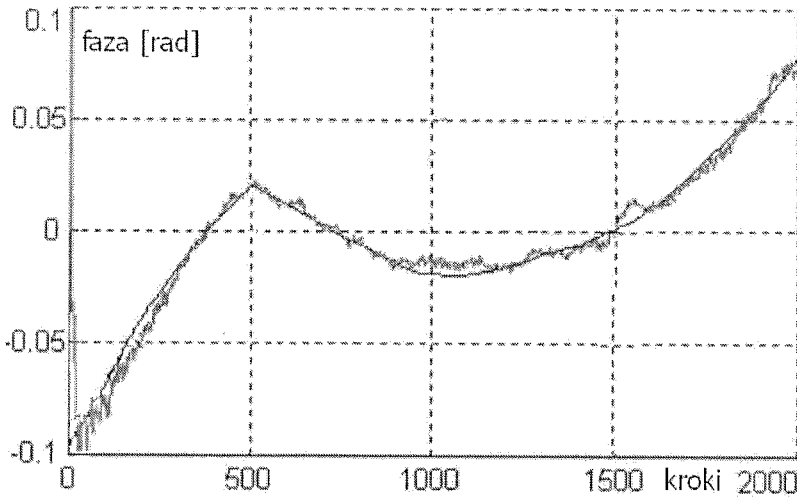
Rys. 27. Zmiana fazy sygnału dla odpowiedzi amplitudowej rzeczywistej wnęki rezonansowej sterowanej kontrolerem FPGA/DSP z zastosowaniem algorytmu pierwszego rzędu

Fig. 27. Phase change for the amplitude response of the real cavity controlled by the FPGA/DSP controller. Algorithm of the first order was used



Rys. 28. Sterowanie wnęki rezonansowej na stanowisku pomiarowym Chechia ze sprzężeniem wprzód. Sygnał wyjściowy z wnęki — napięcie V[MV]. Różnice między wynikami pomiarów i modelu z MatLab są niewidoczne. Praca z wnęką on-line

Fig. 28. Resonant cavity control on the Chechia laboratory set-up with feed-forward. The cavity output signal is voltage in MV. The differences between measurements and MatLab model are hardly visible. Work with the on-line cavity



Rys. 29. Sterowanie wnęki rezonansowej na stanowisku pomiarowym Chechia ze sprzężeniem wprzód. Sygnał wyjściowy z wnęki - faza [rad]. Linia ciągła - model MatLab. Linia zaszumiona - pomiar. Praca z wnęką on-line

Fig. 29. Resonant cavity control on the Chechia laboratory set up. The cavity output signal is phase in [rads]. Continuous line — MatLab. Noisy line — measurements. Work with the on-line cavity

5. PODSUMOWANIE

W niniejszej pracy opisano algorytmiczną, programistyczną i sprzętową implementację systemu kontrolera i symulatora wnęki zrealizowanego w układzie programowalnym FPGA VirtexII dla akceleratora TESLA lasera FEL. Wykorzystano płytę XtremeDSP Nallatech wyposażoną w układy konwerterów A/C i C/A i osadzoną na płycie nośnej VME. Uzyskano implementację o parametrach znacznie przewyższających wcześniejsze rozwiązanie wykorzystujące standardowe układy DSP. Parametry pozwalają wykorzystać system SIMCON do pracy w trybie czasu rzeczywistego z sygnałem modulacji z mieszacza o częstotliwości pośredniej powyżej 1.25MHz. Minimalna uzyskana latencja pętli sprzężenia zwrotnego wynosi poniżej 500 ns. Możliwe jest dalsze skrócenie tego czasu poprzez optymalizację układu. Ze względu na dużą moc obliczeniową i dużą szybkość działania, system pomiarowo-kontrolny może być wykorzystany do identyfikacji parametrów wnęki, obsługi wyjątków, dodatkowych pomiarów w okresie zaniku pola, pomiarów innych parametrów, różnicowania obsługi wnęk, itp., w czasie pomiędzy impulsami akceleratora. Projektowany system pomiarowo-kontrolny przeznaczony jest do sterowania wnęką nadprzewodzącą w testowym zestawie laboratoryjnym Chechia, do sterowania działem elektronowym oraz krio-modułem ACC1 akceleratora TESLA dla lasera FEL.

6. BIBLIOGRAFIA

1. TESLA Design Report, VII Volumes, DESY 2003, Hamburg
2. T. Schilcher: *Vector Sum Control of Pulsed Accelerating Fields in Lorentz Force Detuned Superconducting Cavities*. Ph. D. thesis, Hamburg Universitaet, 1998.
3. T. Czarski, R. S. Romaniuk, K. T. Pożniak, S. Simrock: *Cavity Control System Essential Modeling For TESLA Linear Accelerator*. TESLA Technical Note, No 2003- 06, pp. 1-19
4. T. Czarski, R. S. Romaniuk, K. T. Pożniak, S. Simrock: *Cavity Control System, Models Simulations For TESLA Linear Accelerator*. TESLA Technical Note, 2003- 08, DESY.
5. T. Czarski, R. S. Romaniuk, K. T. Pożniak, S. Simrock: *Cavity Control System, Advanced Modeling and Simulation for TESLA Linear Accelerator*. TESLA Technical Note, 2003-09, DESY.
6. K. T. Pożniak, T. Czarski, R. Romaniuk: *Functional Analysis of DSP Blocks in FPGA Chips for Application in TESLA LLRF System*. TESLA Technical Note, 2003-29, DESY
7. K. T. Pożniak, R. Romaniuk, K. Kierzkowski: *Parameterized Control Layer of FPGA Based Cavity Controller and Simulator for TESLA Test Facility*. TESLA Technical Note, 2003-30, DESY
8. K. T. Pożniak, M. Bartoszek M. Pietrusinski: *Internal Interface for RPC Muon Trigger electronics at CMS experiment*. Proceedings of SPIE, Photonics Applications II, In Astronomy, Communications, Industry and High Energy Physics Experiments, Vol. 5484, 2004, pp. 126-137
9. P. Rutkowski, R. Romaniuk, K. Pożniak, T. Jezynski, P. Pucyk– EL-HEP Lab, ISE - WUT; M. Pietrusinski, Inst. Expt. Physics, Warsaw; S. Simrock — DESY FPGA Based TESLA Cavity SIMCON DOOCS Server Design, Implementation and Application, TESLA Technical Note, 2003-32, pp. 1-18
10. <http://tesla.desy.de/LLRF/> [Witryna systemu starowania akceleratora TESLA]
11. <http://www.xilinx.com/> [Witryna Xilinx]
12. <http://www.nallatech.com/> [Witryna Nallatech]
13. <http://www.beyondlogic.org/epp/> [EPP – opis standardu]
14. <http://xfel.desy.de> [Witryna projektu XFEL - rentgenowskiego lasera na swobodnych elektronach]
15. <http://tesla.desy.de> [Witryna projektu TESLA – technologia akceleratora nadprzewodzącego]
16. <http://doocs.desy.de> [Witryna systemu DOOCS]

K. T. POŻNIAK, T. W. CZARSKI, R. S. ROMANIUK

SIMULATOR AND CONTROLLER FOR SUPERCONDUCTIVE,
MICROWAVE, RESONANT CAVITY OF TESLA ACCELERATOR AND EUROPEAN XFEL

Summary

The work describes a new, integrated, effective, hardware system of 1,3GHz microwave, very high finesse, cavity simulator and controller (referred to as the Simcon system). The resonant, superconducting, niobium cavity under consideration is a part of the free electron laser and the e^+e^- linear TESLA accelerator. The system was realized with the aid of a programmable FPGA chip of Virtex II V3000 series. The physical model of the resonant cavity (on which rests the simulator idea) and the circuit layout of its control, as well as the feedback and auxiliary circuits (prepared in agreement with the accelerator requirements) were done in the VHDL language. The design has incorporated hardware multiplication units

present inside the Virtex II series of chips. The multiplication units were used to build a DSP subsystem. As a result, a hardware implementation of the full superconducting cavity simulator and controller device was obtained, working in the real time, in accordance with the control system of the TESLA accelerator. In particular, the paper presents functional layer of the SIMCON system, and characterizes work of individual executing blocks, which were implemented in the FPGA chip. A functional structure and hardware implementation of the communication layer was presented. Chosen examples of the system performance were quoted, basing on monitoring of the real-time processes. The described system is projected for free electron, VUV laser under construction, and will replace in an evolutionary way, a previous analog generation of the accelerator control system. It is also tested in the measurement setups for single cavity units of the superconducting linear accelerator. According to the current knowledge of the authors, it is one of the first, realizations of the accelerator control systems, using the possibilities of the FPGA chip equipped with embedded, extended DSP feasibilities.

Keywords: free electron laser; superconducting, linear accelerator; superconducting, microwave, resonant cavity; cavity simulator; cavity controller; accelerator control systems; low level radio frequency control systems (LLRF); cavity monitoring, FPGA and DSP chips, VHDL, Xilinx

INFORMACJE DLA AUTORÓW

Redakcja przyjmuje do publikowania prace oryginalne, przeglądowe i monograficzne wchodzące w zakres szeroko pojętej elektroniki. Ponieważ KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI jest czasopismem Komitetu Elektroniki i Telekomunikacji Polskiej Akademii Nauk, w związku z tym na jego łamach znajdują się prace naukowe dotyczące podstaw teoretycznych i zastosowań z zakresu elektroniki, telekomunikacji, mikroelektroniki, optoelektroniki, radiotechniki i elektroniki medycznej.

Artykuły powinny charakteryzować oryginalne ujęcie zagadnienia, własna klasyfikacja, krytyczna ocena (teorii lub metod), omówienie aktualnego stanu, lub postępu danej gałęzi techniki oraz omówienie perspektyw rozwojowych. Artykuły publikowane w innych czasopismach nie mogą być kierowane do druku w Kwartalniku Elektroniki i Telekomunikacji w drugiej kolejności zgłoszenia.

Objętość artykułu nie powinna przekraczać 30 stron po około 1800 znaków na stronie, w tym rysunki i tabele.

Wymagania podstawowe.

Artykuły należy nadsyłać na wyraźnym, jednostronnym, czarno-białym wydruku komputerowym. Wydruk w formacie A4 powinien mieć znormalizowaną liczbę wierszy i znaków w wierszu (30 wierszy po 60 znaków w wierszu), w dwóch egzemplarzach, w języku polskim lub angielskim wybranym przez autora. Do wydruku powinna być dołączona dyskietka z elektronicznym tekstem artykułu. Preferowane edytory to WORD 6 lub 8. Układ artykułu (w wersji podstawowej) musi być następujący:

- Tytuł.
- Autor (imię i nazwisko autora/ów).
- Miejsce pracy (nazwa instytucji, miejscowość, adres. + ew. adres elektroniczny (e-mail)).
- Zwięzłe streszczenie powinno być w języku takim, w jakim jest pisany artykuł (wraz ze słowami kluczowymi).
- Tekst podstawowy powinien mieć następujący układ:

1. WPROWADZENIE
2. np. TEORIA
3. np. WYNIKI NUMERYCZNE
- 3.1.
- 3.2.
4.
5.
6. PODSUMOWANIE
7. ew. PODZIĘKOWANIA
8. BIBLIOGRAFIA

- Układ streszczenia w dodatkowej wersji językowej powinien być następujący:

AUTOR (inicjał imienia i nazwisko).

TYTUŁ (w języku angielskim – o ile artykuł pisany jest w języku polskim i na odwrot).

Obszerne do 3600 znaków streszczenia (wraz z słowami kluczowymi) w języku:

- a. angielskim, gdy artykuł pisany jest w języku polskim.
- b. polskim, gdy artykuł pisany jest w języku angielskim.

Streszczenie to powinno pozwolić czytelnikowi na uzyskanie istotnych informacji zawartych w pracy. Z tego względu w streszczeniu tym mogą być cytowane numery istotnych wzorów, rysunków i tabel zawartych w podstawowej wersji językowej.

- Wszystkie strony muszą mieć numerację ciągłą.

Sposób pisania tekstu.

Tekst powinien być pisany bez używania wyróżnień, a w szczególności nie dopuszcza się spacjiowania, podkreślania i pisania tekstu dużymi literami z wyjątkiem wyrazów, które umownie pisze się dużymi literami (np. FORTRAN). Proponowane wyróżnienia Autor może zaznaczyć w maszynopisie zwykłym ołówkiem za pomocą przyjętych znaków adjustacyjnych, np. podkreślenie linią przerywaną oznacza spacjiowanie (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. Wielkość czcionki wydruku powinna być zbliżona co najmniej co wielkości czcionki maszyny do pisania (minimum 12 punktów). Przy podziale pracy na rozdziały i podrozdziały cyfrowe ich oznaczenia nie powinny być większe niż II stopnia (np. 4.1.1.).

Sposób pisania tabel.

Tabele powinny być pisane na oddzielnych stronach. Tytuły rubryk pionowych i poziomych powinny być napisane małymi literami z podwójnym odstępem między wierszami. Przypisy (notki) dotyczące tabel należy pisać bezpośrednio pod tabelami. Tabele należy numerować kolejno liczbami arabskimi, u góry każdej tabeli podać tytuł dwujęzyczny. W pierwszej kolejności w podstawowej wersji językowej, a później w dodatkowej wersji językowej. Tabele umieścić na końcu maszynopisu. Przyjmowane są tabele algorytmów i programy na wydrukach komputerowych. W tym przypadku zachowany jest ich oryginalny układ. Tabele powinny być cytowane w tekście.

Sposób pisania wzorów matematycznych.

Rozmieszczenie znaków, cyfr, liter i odstępów powinno być zbliżone do rozmieszczenia elementów druku. Wskaźniki i wykładniki potęg powinny być napisane wyraźnie i być prawidłowo obniżone lub podwyższone w stosunku do linii wiersza podstawowego. Znaki nad literami i cyframi, całkami i in. symbolami (strzałki, linie, kropki, daszki) powinny być umieszczone dokładnie nad tymi elementami, do których się odnoszą. Numery wzorów cyframi arabskimi powinny być kolejne i umieszczone w nawiasach okrągłych z prawej strony. Nazwy jednostek, symbole literowe i graficzne powinny być zgodne 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 1. F. Valdoni: A new milimetre wave satelite. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
- nieperiodyczne 2. K. Andersen: A resource allocation framework. XVI International Symposium, Stockholm (Sweden), may 1991, paper A 2,4
- książki 3. Y.P. Tvidis: Operation and modeling of the MOS transistors. New York, McGraw-Hill, 1987, p. 553

Materiały ilustracyjne.

Rysunki powinny być wykonane wyraźnie, na papierze gładkim lub milimetrowym w formacie nie mniejszym niż 9×12 cm. Mogą być także w postaci wydruku komputerowego (preferowany edytor Corel Draw). Fotografie lub diapozytywy przyjmowane są raczej czarno-białe w formacie nie przekraczającym 10×15 cm. Na marginesie każdego rysunku i na odwrocie fotografii powinno być napisane ołówkiem imię i nazwisko Autora oraz skrót tytułu artykułu, do którego są przeznaczone oraz numer rysunku. Spis podpisów pod rysunki i fotografie powinny być umieszczone na oddzielnej stronie. Podpisy pod rysunkami (fotografiami) powinny być dwujęzyczne: w pierwszej kolejności w podstawowej wersji językowej, a później w dodatkowej wersji językowej. Rysunki powinny być cytowane w tekście.

Uwagi końcowe.

Na odrębnej stronie powinny być podane następujące informacje:

- adres do korespondencji z kodem pocztowym (domowy lub do miejsca pracy),
- telefon domowy i/lub do miejsca pracy,
- adres e-mailowy (jeśli autor posiada).

Autorowi przysługuje bezpłatnie 20 odbitek artykułu. Dodatkowe egzemplarze odbitek, lub cały zeszyt Autor może zamówić u wydawcy na własny koszt.

Autora obowiązują korekta autorska, którą powinien wykonać w ciągu 3 dni od daty otrzymania tekstu z Redakcji oraz zwrócić osobiście lub listownie pod adres Redakcji. Korekta powinna być naniesiona na przekazanych Autorowi szpaltach na marginesach ew. na osobnym arkuszu w przypadku uzupełnień tekstu większych niż dwa wiersze. W przypadku nie zwrócenia korekty w terminie, korektę przeprowadza Redakcja Techniczna Wydawcy. Redakcja prosi Autorów o powiadomienie ją o zmianie miejsca pracy i adresu prywatnego.

INFORMATION FOR AUTHORS OF K.E.T.

The editorial staff will accept for publishing only original monographic and survey papers concerning widely understood electronics. Because of the fact that KWARTALNIK ELEKTRONIKI I TELEKOMUNIKACJI is a journal of the Committee for Electronics and Telecommunications of Polish Academy of Science, it presents scientific works concerning theoretical bases and applications from the field of electronics, telecommunications, microelectronics, optoelectronics, radioelectronics and medical electronics.

Articles should be characterised by original depiction of a problem, its own classification, critical opinion (concerning theories or methods), discussion of an actual state or a progress of a given branch of a technique and discussion of development perspectives.

An article published in other magazines can not be submitted for publishing in K.E.T. The size of an article can not exceed 30 pages, 1800 character each, including figures and tables.

Basic requirements

The article should be submitted to the editorial staff as a one side, clear, black and white computer printout in two copies. The article should be prepared in English or Polish. Floppy disc with an electronic version of the article should be enclosed. Preferred wordprocessors: WORD 6 or 8.

Layout of the article.

- Title.
- Author (first name and surname of author/authors).
- Workplace (institution, address and e-mail).
- Concise summary in a language article is prepared in (with keywords).
- Main text with following layout:
 - Introduction
 - Theory (if applicable)
 - Numerical results (if applicable)
 - Paragraph 1
 - Paragraph 2
 -
 -
 - Conclusions
 - Acknowledgements (if applicable)
 - References
- Summary in additional language:
 - Author (first name initials and surname)
 - Title (in Polish, if article was prepared in English and vice versa)
 - Extensive summary, however not exceeding 3600 characters (along with keywords) in Polish, if article was prepared in English and vice versa). The summary should be prepared in a way allowing a reader to obtain essential information contained in the article. For that reason in the summary author can place numbers of essential formulas, figures and tables from the article.

Pages should have continuous numbering.

Main text

Main text can not contain formatting such as spacing, underlining, words written in capital letters (except words that are commonly written in capital letters). Author can mark suggested formatting with pencil on the margin of the article using commonly accepted adjusting marks.

Text should be written with double line spacing with 35 mm left and right margin. Titles and subtitles should be written with small letters. Titles and subtitles should be numbered using no more than 3 levels (i.e. 4.1.1.).

Tables

Tables with their titles should be placed on separate page at the end of the article. Titles of rows and columns should be written in small letters with double line spacing. Annotations concerning tables

should be placed directly below the table. Tables should be numbered with Arabic numbers on the top of each table. Table can consist algorithm and program listings. In such cases original layout of the table will be preserved. Table should be cited in the text.

Mathematical formulas

Characters, numbers, letters and spacing of the formula should be adequate to layout of main text. Indexes should be properly lowered or raised above the basic line and clearly written. Special characters such as lines, arrows, dots should be placed exactly over symbols which they are attributed to. Formulas should be numbered with Arabic numbers placed in brackets on the right side of the page. Units of measure, letter and graphic symbols should be printed according to requirements of IEE (International Electrotechnical Commission) and ISO (International Organisation of Standardisation).

References

References should be placed at the end of the main text with the subtitle „References“. References should be numbered (without brackets) adequately to references placed in the text. Examples of periodical [1], non-periodical [2] and book [3] references:

1. F. Valdoni: A new millimetre wave satellite. E.T.T. 1990, vol. 2, no 5, pp. 141–148
2. K. Anderson: A resource allocation framework. XVI International Symposium (Sweden). May 1991. paper A 2.4
3. Y.P. Tividis: Operation and modeling of the MOS transistors. New York. McGraw-Hill. 1987. p. 553

Figures

Figures should be clearly drawn on plain or millimetre paper in the format not smaller than 9×12 cm. Figures can be also printed (preferred editor – CorelDRAW). Photos or diapositives will be accepted in black and white format not greater than 10×15 cm. On the margin of each drawing and on the back side of each photo author's name and abbreviation of the title of article should be placed. Figure's captions should be given in two languages (first in the language the article is written in and then in additional language). Figure's captions should be also listed on separate page. Figures should be cited in the text.

Additional information

On the separate page following information should be placed:

- mailing address (home or office),
- phone (home or/and office),
- e-mail.

Author is entitled to free of charge 20 copies of article. Additional copies or the whole magazine can be ordered at publisher at the author's expense.

Author is obliged to perform the author's correction, which should be accomplished within 3 days starting from the date of receiving of the text from the editorial staff. Corrected text should be returned to the editorial staff personally or by mail. Correction marks should be placed on the margin of copies received from the editorial staff or if needed on separate pages. In the case when the correction is not returned in said time limit, correction will be performed by technical editorial staff of the publisher.

In case of changing of workplace or home address Authors are asked to inform the editorial staff.