

**Dariusz ZAŁĘSKI, Bogdan BARTOSIŃSKI, Romuald ZIELONKO**

POLITECHNIKA GDAŃSKA, WYDZIAŁ ELEKTRONIKI, TELEKOMUNIKACJI I INFORMATYKI, KATEDRA OPTOELEKTRONIKI I SYSTEMÓW ELEKTRONICZNYCH

**Nowe zastosowania sygnałów komplementarnych o projektowanych kształtach do testowania elektronicznych systemów wbudowanych****Mgr inż. Dariusz ZAŁĘSKI**

Ukończył Wydział Elektroniki, Telekomunikacji i Informatyki Politechniki Gdańskiej w 2004 roku. Jest doktorantem w Katedrze Optoelektroniki i Systemów Elektronicznych, Wydziału ETI Politechniki Gdańskiej. Główne zainteresowania dotyczą diagnostyki analogowych układów elektronicznych, w szczególności będących składowymi elektronicznych mieszanych-sygnałowo systemów wbudowanych.



e-mail: dzaleski@eti.pg.gda.pl

**Dr inż. Bogdan BARTOSIŃSKI**

Ukończył studia na Wydziale Elektroniki Politechniki Gdańskiej w 1974 roku. W 1985 r. obronił pracę doktorską. Obecnie pracuje jako adiunkt w Katedrze Optoelektroniki i Systemów Elektronicznych. Autor ponad 40 publikacji z zakresu metrologii i diagnostyki elektronicznej. Zainteresowania naukowe to diagnostyka układów mieszanych sygnałowo, a w szczególności magistrale testujące.



e-mail: bbart@eti.pg.gda.pl

**Prof. dr inż. Romuald ZIELONKO**

Absolwent (1959) Wydziału Łączności Politechniki Gdańskiej. Profesor zwyczajny PG od 1990 r. Autor ponad 160 publikacji, 19 patentów i jednej książki z zakresu metrologii i diagnostyki elektronicznej. Promotor 10 doktorów. Kierownik Katedry Miernictwa Elektronicznego Politechniki Gdańskiej (1991–2007); wiceprzewodniczący Komitetu Metrologii i Aparatury Naukowej PAN; redaktor naczelny kwartalnika PAN „Metrology and Measurement Systems”.



e-mail: zielonko@eti.pg.gda.pl

**Streszczenie**

W pracy przedstawiono koncepcję zastosowania sygnałów komplementarnych o projektowanych kształtach do testowania części analogowych elektronicznych systemów wbudowanych, za pomocą BISTów wykorzystujących ograniczone środki mikrokontrolera sterującego. Istotą metody jest pobudzenie układu testowanego sygnałem komplementarnym o specjalnie zaprojektowanym kształcie, którego parametry są dopasowane do nominalnych położenia biegunów transmitancji układu. Wyzerowanie sygnału odpowiedzi w określonym przedziale czasu po zakończeniu pobudzenia świadczy o sprawności układu. Zaprezentowano wyniki badań symulacyjnych oraz weryfikacji praktycznej metody na przykładzie dolnoprzepustowego filtru 2 i 4 rzędu.

**Słowa kluczowe:** testowanie, elektroniczne systemy wbudowane, sygnały komplementarne, projektowanie kształtu sygnału, mikrokontrolery.

**The new application of shape-designed complementary signals for diagnostic of electronic embedded systems****Abstract**

The article presents the idea of using the shape-designed complementary signals for testing analog parts of electronic mixed-signal embedded systems employing limited resources of microcontroller that controls the system. The essence of the proposed method is stimulation of Circuit Under Test (CUT) with particular shape-designed complementary signal which parameters are matched to the nominal position of circuit transmittance poles. Vanishing the CUT response in time and after the moment of finishing the stimulation indicates absence of faults. The paper presents results of simulation researches and practical verification of the method on examples of 2<sup>nd</sup> and 4<sup>th</sup> order low-pass filters.

**Keywords:** testing, electronic embedded systems, complementary signals, shape design of signals, microcontrollers.

**1. Wprowadzenie**

W ostatnich latach obserwuje się szybki rozwój i wzrost zastosowań elektronicznych systemów wbudowanych (embedded systems) zawierających inteligentną jednostkę sterującą, zrealizowaną najczęściej w postaci mikrokontrolera. Dominującą klasę systemów wbudowanych stanowią obecnie systemy mieszane sygnałowo, bowiem informacje najczęściej są pozyskiwane za pomocą czujników analogowych, których sygnały są kondycjonowane i przenoszone w torach analogowych, a obróbka danych jest realizowana w układach cyfrowych. Efektywnym sposobem testowania systemów wbudowanych, obok wykorzystania magistrali testującej mieszanej sygnałowo IEEE 1149.4, jest wprowadzenie do ich struktury testerów wewnętrznych BIST (Built-in Self-Test), co dotychczas pociągało za sobą nadmiarowość układową, a w konsekwencji powiększało złożoność systemu i jego koszt.

Obecnie nowe generacje mikrokontrolerów (m.in. AT91SAM, PIC18F452) posiadają bogate zasoby układów peryferyjnych zamkniętych w jednym chipie scalonym (przetworniki A/C i C/A, dzielniki częstotliwości, liczniki, komparatory), z których można skonfigurować testery wbudowane BIST, bez dodatkowych układów. Możliwość tę wykorzystano do realizacji układu BIST opartego na zaproponowanych do testowania na przełomie lat 80 i 90-tych [1] sygnałach komplementarnych, które dotychczas nie były szerzej wykorzystywane z powodu trudności ich generacji wynikającej z ówczesnego stanu technologii. Opracowany układ BIST dla filtrów dolnoprzepustowych 2 i 4 rzędu przebadano symulacyjnie oraz zweryfikowano doświadczalnie.

**2. Podstawy teoretyczne projektowania sygnałów komplementarnych**

Istotą metody jest pobudzenie układu testowanego sygnałem o specjalnie zaprojektowanym kształcie, tzw. sygnałem komplementarnym, którego parametry są ściśle dopasowane do nominalnych położenia biegunów jego transmitancji [2, 3]. Sygnał komplementarny składa się z sekwencji  $(n+1)$  impulsów o przemiennej polaryzacji, gdzie  $n$  jest liczbą biegunów. Pierwszy z impulsów wprowadza układ w określony stan przejściowy, natomiast następne powodują kompensację tego stanu tak, iż w momencie zakończenia ostatniego impulsu z sekwencji odpowiedź osiąga zero i pozostaje na tym poziomie.

Zerowa wartość odpowiedzi w momencie zakończenia pobudzenia oraz jej pozostawanie w zerze w określonym przedziale czasu po zakończeniu pobudzenia jest jednoznaczny

dowodem prawidłowego położenia biegunów układu i poprawności jego parametrów (charakterystyki częstotliwościowej). Jeżeli układ testowany na skutek uszkodzenia posiada bieguny różne od nominalnych, jego odpowiedź po zakończeniu pobudzenia będzie różna od zera.

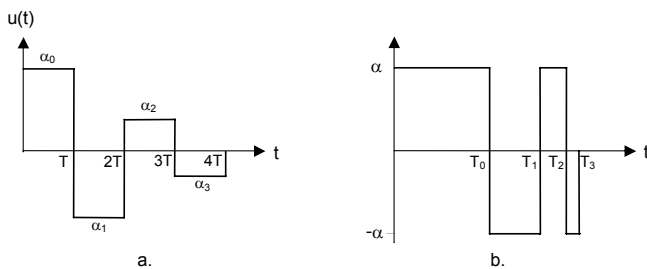
W celu wyprowadzenia zależności pomiędzy położeniami biegunów transmitancji i parametrami sygnału komplementarnego wykorzystujemy możliwość sprowadzenia liniowego układu dynamicznego do stanu zerowego, w zadanym czasie  $t=t_f$ , za pomocą odpowiednio dobranego pobudzenia. Pobudzenie takie jest nazywane sygnałem dopasowanym lub komplementarnym.

W ogólnym przypadku sygnał komplementarny można opisać wyrażeniem:

$$u_n(t) = \alpha_0 E(t) - \alpha_1 E(t - T_0) + \dots + (-1)^n \alpha_n E(t - T_{n-1}), \quad (1)$$

gdzie:  $E(t - T_i)$ ,  $i=0, 1, \dots, n$  – pewna funkcja dana w przedziale  $[T_i, T_{i+1}]$  i zerowa na zewnątrz,  $\alpha_i$ ,  $T_i$  – amplitudowe i czasowe parametry sygnału,  $n$  – liczba biegunów, rząd sygnału.

Z przyczyn analitycznych, a także technicznych, rozważa się tylko sygnały  $\alpha_T$ -parametrowe (stało-okresowe) lub  $T_T$ -parametrowe (stało-amplitudowe). Posiadają one postać sekwencji impulsów z przemienną polaryzacją o kształcie opisanym przez funkcję  $E(t)$  (np. stała, typu "ramp", wielomianowa). Przykłady obu rodzajów sygnałów 3 rzędu są pokazane na rys. 1.



Rys. 1. Sygnały komplementarne 3 rzędu (a)  $\alpha_T$ -parametrowe (stały czas trwania impulsów) i (b)  $T_T$ -parametrowe (stała amplituda).

Fig. 1. Third order complementary signals (a)  $\alpha_T$ -parameters (constant width) and (b)  $T_T$ -parameters (constant-amplitude).

Sygnał komplementarny, pobudzając badany układ, powinien wyzerować jego odpowiedź po zakończeniu ostatniego z impulsów. Kryterium to jest podstawą do wyznaczenia zależności między biegunami testowanego układu, a parametrami sygnału. Odpowiedź układu wyznacza się metodą przestrzeni stanów, przy ograniczeniu rozważań do układów liniowych, stacjonarnych o jednym wejściu i jednym wyjściu o transmitancji operatorowej

$$G(s) = \frac{b^m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad (2)$$

gdzie:  $n$  - liczba biegunów,  $m$  - liczba zer,  $n > m$ ,

których charakterystyki częstotliwościowe są zdeterminowane przez bieguny ich transmitancji. Do klasy tej należą układy dolnoprzepustowe i środkowoprzepustowe, nie posiadające zer transmitancji różnych od zera, których transmitancje mają postać wymienionych niżej czynników lub ich iloczynów:

$$\frac{1}{s + \omega_n}, \quad \frac{\omega_n^2}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}, \quad \frac{\omega_n s}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}. \quad (3)$$

Jest to szeroka klasa układów, do których należy wiele środkowo- i dolnoprzepustowych filtrów aktywnych RC, środkowoprzepustowe filtry LC. Układy takie można opisać [3] w przestrzeni stanów układem równań:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, \\ y &= Cx, \end{aligned} \quad (4)$$

gdzie:  $x$  - wektor stanu,  $y$  - odpowiedź układu,  $A$  - macierz układu,  $B$  - macierz wymuszeń,  $C$  - macierz odpowiedzi.

Wektor stanu  $x(t)$  będący rozwiązaniem równania (4) można wyrazić za pomocą pobudzenia  $u(t)$  i macierzy podstawowej układu  $e^{At}$  w następujący sposób:

$$x(t) = e^{A(t-t_0)} x(t_0) + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} B u(\tau) d\tau. \quad (5)$$

W momencie zakończenia pobudzenia  $t_f$  odpowiedź układu jest dana wyrażeniem

$$y(t_f) = Cx(t_f). \quad (6)$$

Warunkiem zanikania odpowiedzi układu dla czasu  $t \geq t_f$  jest zerowa wartość wektora stanu  $x(t_f)$ . Przyrównując do zera wyrażenie (5) i zakładając zerowe warunki początkowe  $x(t_0=0)=0$  oraz że macierz  $A$  jest nieosobliwa, otrzymamy dla sygnałów  $\alpha_T$ -parametrowych następujące związki pomiędzy parametrami sygnału komplementarnego, a położeniami biegunów:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= -\sum_{i=1}^n \exp(s_i T), \\ &\vdots \\ \alpha_n &= (-1)^n \exp\left[\sum_{i=1}^n \exp(s_i T)\right]. \end{aligned} \quad (7)$$

Związki te są wykorzystane jako wzory obliczeniowe do projektowania parametrów sygnałów  $\alpha_T$ -parametrowych do nominalnego położenia biegunów układu testowanego.

Wadą sygnałów  $\alpha_T$ -parametrowych, z punktu widzenia techniki ich generacji, jest konieczność użycia do generacji przetwornika cyfrowo analogowego o dużej rozdzielczości i szybkości działania. Wady tej nie posiadają sygnały  $T_T$ -parametrowe (rys. 1b) o stałych poziomach i programowanych czasach trwania impulsów. Dla sygnałów tych wyprowadzono, metodami przestrzeni stanów, następujące związki między parametrami sygnału  $T_k$ , a nominalnymi położeniami biegunów:

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{n-1} 2(-1)^k e^{-s_k T_k} + (-1)^n e^{-s_n T_n} - 1 &= 0, \\ &\vdots \\ \sum_{k=0}^{n-1} 2(-1)^k e^{-s_k T_k} + (-1)^n e^{-s_n T_n} - 1 &= 0. \end{aligned} \quad (8)$$

Tworzą one układ  $n$  równań nieliniowych z  $n$  niewiadomymi  $T_k$ , którymi są czasy zakończenia poszczególnych impulsów. Wartości  $T_k$  ( $k=1, 2, \dots, n$ ) są uzależnione od nominalnych położen biegunów  $s_i$ , jak również od doboru czasu trwania pierwszego impulsu  $T_0$ .

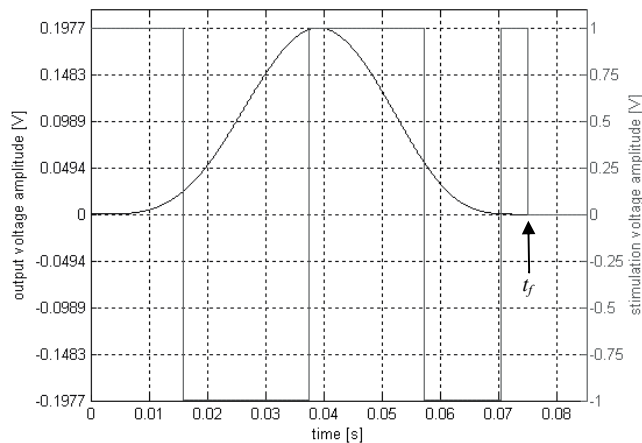
Równań (8) nie można rozwiązać analitycznie i otrzymać w ten sposób wygodnych w użyciu wzorów projektowych na obliczanie sygnału komplementarnego. Parametry  $T_k$  należy obliczać bezpośrednio z równań (8) metodami numerycznymi.

Dla ułatwienia procesu projektowania sygnałów komplementarnych, zarówno  $\alpha_T$ -parametrowych jak i  $T_T$ -parametrowych, opracowano program komputerowy w środowisku Matlab umożliwiający obliczanie parametrów  $\alpha_T$  z zależności (7) oraz wyznaczanie parametrów  $T_k$  drogą rozwiązania układu równań nieliniowych (8).

### 3. Badania symulacyjne sygnałów

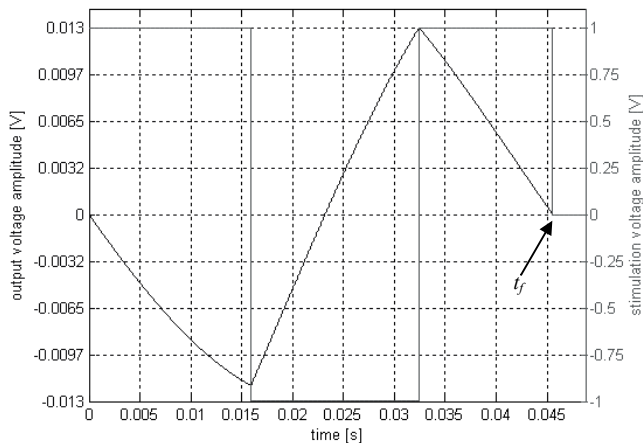
Ze względu na łatwość generacji oraz brak przetwornika C/A w używanym do badań mikrokontrolerze ATmega16 [4] obiektem dalszych zainteresowań były sygnały  $T_r$ -parametrowe. Dla tych sygnałów przebadano symulacyjnie ich właściwości metrologiczne. Wyznaczanie parametrów sygnałów oraz badanie ich właściwości metrologicznych przeprowadzono w środowisku Matlab.

Przykłady odpowiedzi na pobudzenie  $T_r$ -parametrowym sygnałem komplementarnym filtru dolnoprzepustowego 4 rzędu oraz filtru środkowoprzepustowego 2 rzędu przedstawiono odpowiednio na rys. 2 i rys. 3.



Rys. 2. Odpowiedź dolnoprzepustowego filtra Butterwortha 4 rzędu na pobudzenie dopasowanym sygnałem  $T_r$ -parametrowym.

Fig. 2. The response of 4<sup>th</sup> order Butterworth low-pass filter to matched  $T_r$ -parameter complementary signal.

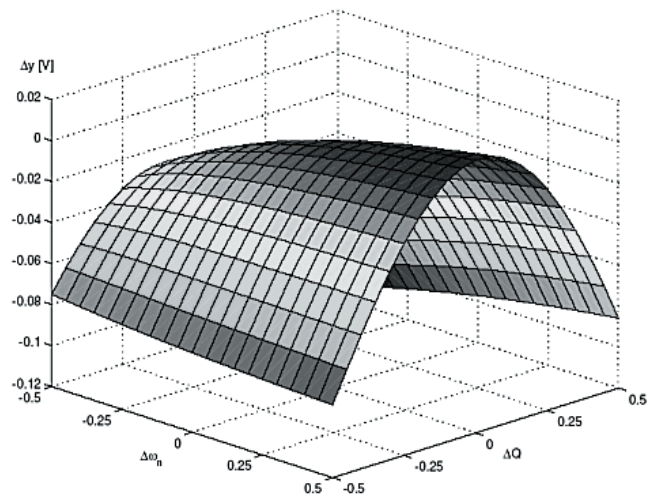


Rys. 3. Odpowiedź filtru środkowoprzepustowego 2 rzędu na pobudzenie dopasowanym sygnałem  $T_r$ -parametrowym.

Fig. 3. The response of 2<sup>nd</sup> order band-pass filter to matched  $T_r$ -parameter complementary signal.

Jak widać na rys. 2 i 3 w momencie zakończenia pobudzenia  $t_f$  w obu przypadkach odpowiedź układu osiąga zero i pozostaje na tym poziomie.

Dla układów, dla których położenie biegunów transmitancji różni się od nominalnego, odpowiedź na dopasowany sygnał komplementarny w momencie czasu  $t_f$  jest różna od zera. Przykład zależności odpowiedzi od zmian dobroci i pulsacji charakterystycznej filtru środkowoprzepustowego o  $Q=4$  i  $\omega_n=68.3$  rad/s pobudzonego sygnałem komplementarnym o amplitudzie 1 V przedstawia rys. 4.

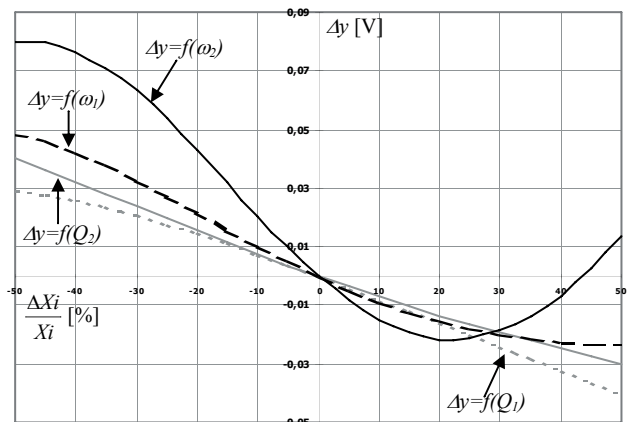


Rys. 4. Odpowiedź filtru środkowoprzepustowego 2 rzędu na pobudzenie sygnałem  $T_r$ -parametrowym w funkcji zmian  $\omega_n$  i  $Q$ .

Fig. 4. Response of 2<sup>nd</sup> order band-pass filter to  $T_r$ -parameter complementary signal as a function of  $\omega_n$  and  $Q$ .

Jak widać, zmiany pulsacji środkowej filtru  $\omega_n$  o  $\pm 50\%$  powodują zmiany odpowiedzi w zakresie  $0 \div -97$  mV, natomiast zmiany dobroci  $Q$  w tym samym zakresie dają zmiany odpowiedzi w zakresie  $0 \div -31$  mV. Widoczny jest wyraźnie większy wpływ zmian pulsacji charakterystycznej na zmiany odpowiedzi w porównaniu do zmian dobroci.

Zależność odpowiedzi od zmian pulsacji charakterystycznych  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ , oraz dobroci  $Q_1$ ,  $Q_2$  dla dolnoprzepustowego filtra 4 rzędu o  $\omega_n=68.3$  rad/s przedstawiono na rys. 5.



Rys. 5. Odpowiedź dolnoprzepustowego filtra Butterwortha 4 rzędu na pobudzenie sygnałem  $T_r$ -parametrowym w funkcji zmian pulsacji charakterystycznych  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ , oraz dobroci  $Q_1$ ,  $Q_2$ .

Fig. 5. The response of 2<sup>nd</sup> order band-pass filter to  $T_r$ -parameter complementary signal as a function of  $Q$  and  $\omega_n$ .

Dla tego przypadku zmiany pulsacji charakterystycznych poszczególnych sekcji filtru o  $\pm 50\%$  dają zmiany odpowiedzi w zakresie  $-20 \div +80$  mV, natomiast dla dobroci analogiczne wartości są w zakresie  $\pm 40$  mV.

Przeprowadzone badania symulacyjne pokazały, że zmiany odpowiedzi układu są wystarczająco duże, aby wykrywać uszkodzenia powodujące zmiany częstotliwości środkowej oraz dobroci filtru na poziomie pojedynczych procentów.

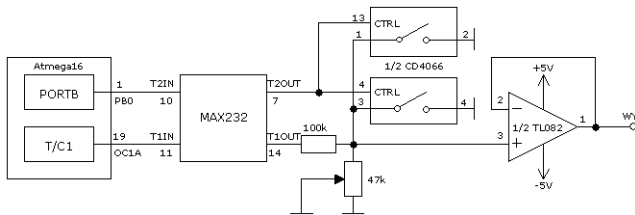
Należy podkreślić, że parametry sygnału komplementarnego zależą od nominalnego położenia biegunów oraz od doboru czasu trwania pierwszego impulsu  $T_0$  dla sygnałów  $T_r$ -parametrowych. Właściwy dobór tych czasów jest bardzo istotny z punktu widzenia odpowiedniej wrażliwości zmian odpowiedzi na zmiany położenia biegunów.



## 4. Weryfikacja doświadczalna metody

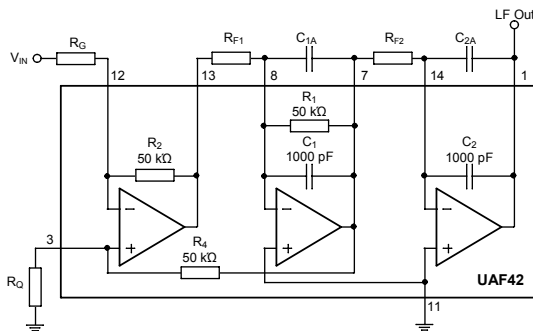
Weryfikację doświadczalną metody bazującej na  $T_i$ -parametrycznych sygnałach komplementarnych przeprowadzono w eksperymentalnym systemie wbudowanym, który zrealizowano z wykorzystaniem mikrokontrolera ATmega16 firmy Atmel.

Schemat blokowy generatora sygnałów  $T_i$ -parametrycznych jest przedstawiony na rys. 6. Do precyzyjnego odmierzenia czasu kolejnych impulsów sygnału użyto 16-bitowego licznika Timer1 pracującego w trybie CTC. Do konwersji poziomów TTL na symetryczny sygnał bipolarny wykorzystano układ MAX232. Poziom zerowy sygnał komplementarny wymuszają dwa równoległe połączone klucze analogowe CD4066 sterowane z wyprowadzenia PB0 portu B mikrokontrolera.



Rys. 6. Schemat blokowy układu do praktycznej weryfikacji metody.  
Fig. 6. Block diagram of circuit for practical verification of the method.

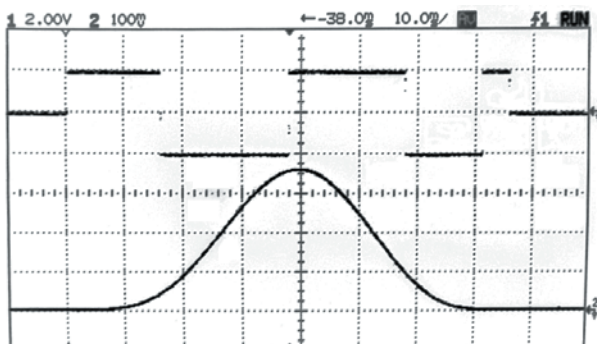
Obiektem badań był dolnoprzepustowy filtr Butterwortha 4 rzędu zrealizowany z wykorzystaniem dwóch układów UAF42 (rys. 7) firmy Burr-Brown [5]. Układ UAF42 jest uniwersalnym



Rys. 7. Schemat aplikacyjny układu UAF42 dla filtra dolnoprzepustowego.  
Fig. 7. The application diagram of UAF42 for low-pass filter.

scalonym filtrem aktywnym posiadającym jedną sekcję bikwadratową i umożliwiającą realizację filtra dolno-, środkowo- i górnoprzepustowego. Zaletą filtrów zbudowanych na układach UAF42 jest możliwość niezależnej zmiany dobroci i częstotliwości przy pomocy zewnętrznych rezystorów.

Na rys. 8 zamieszczono oscylogram odpowiedzi filtra dolnoprzepustowego 4 rzędu na  $T_i$ -parametryczny sygnał komplementarny dla nominalnego położenia biegunów.



Rys. 8. Odpowiedź filtra dolnoprzepustowego 4 rzędu na sygnał dopasowany.  
Fig. 8. The response of 4<sup>th</sup> order low-pass filter to matched stimulus signal.

Wartości elementów filtra dla poszczególnych sekcji są następujące:  $RF_{11}=RF_{12}=15.115 \text{ k}\Omega$ ,  $RF_{21}=RF_{22}=14.833 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{1A}=C_{2A}=1.052 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_{1B}=C_{2B}=1.073 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $R_{G1}=52.22 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{G2}=51.84 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{Q1}=83.05 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{Q2}=17.4 \text{ k}\Omega$ .

Weryfikację przeprowadzono dla dolnoprzepustowych filtrów 2 i 4 rzędu Butterwortha. Pomiary napięć na wyjściu filtrów dokonano oscyloskopem cyfrowym, natomiast docelowo napięcia te będą mierzone za pomocą przetwornika A/C zawartego w mikrokontrolerze ATmega16.

Przykładowe wyniki dla zmian pulsacji charakterystycznej  $\omega_n$  dla filtra 2 rzędu oraz zmiany dobroci  $Q_2$  jednej z sekcji filtra 4 rzędu zamieszczono w tabeli 1.

Tab. 1. Wyniki praktycznej weryfikacji.  
Tab. 1. Results of practical verification.

$\Delta\omega_n/\omega_n$ [%]	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40
$\Delta V_{teor}$ [mV]	-86	-79	-61	-34	0	39	83	128	172
$\Delta V_{pom}$ [mV]	-81	-72	-56	-33	0	38	83	126	166
$\Delta Q_2/Q_2$ [%]	-40	-30	-20	-10	0	10	20	30	40
$\Delta V_{teor}$ [mV]	32	24	15	7.5	0	-7	-13	-19	-25
$\Delta V_{pom}$ [mV]	31	22	14	7.2	0.75	-6.5	-13	-20	26

Przedstawione wyniki wykazują zgodność między wartościami teoretycznymi a wartościami uzyskanymi z pomiarów. Występujące różnice są spowodowane przede wszystkim:

- niedoskonałą symetrią napięć wyjściowych układu MAX232,
- tolerancjami rezystorów wewnątrz układu UAF42,
- niezerową rezystancją kluczy analogowych CD4066 w stanie zwarcia,
- skończoną dokładnością czasu generowanych impulsów.

## 5. Podsumowanie

Przedstawiona metoda diagnostyki układów analogowych z wykorzystaniem sygnałów komplementarnych może być wykorzystana w testerach BIST w mieszanych sygnałowo elektronicznych systemach wbudowanych sterowanych mikrokontrolerem. Zaletą takiego rozwiązania jest możliwość wykorzystania wyłącznie zasobów sprzętowych i programowych mikrokontrolera.

Ograniczeniem metody jest klasa testowanych układów, których charakterystyki częstotliwościowe zdeterminowane są jedynie przez położenie biegunów transmitancji. Metoda jest predysponowana do diagnostyki układów analogowych w zakresie niskich i bardzo niskich częstotliwości, gdzie w porównaniu z innymi metodami zapewnia krótki czas testowania.

Przedmiotem dalszych badań będzie wykorzystanie innych mikrokontrolerów wyposażonych również w przetwornik C/A, co pozwoli na diagnostykę z wykorzystaniem sygnałów  $\alpha_i$ -parametrycznych.

## 6. Literatura

- [1] Bartosiński B., Zielonko R.: New classes of complementary signals. *Electronic Letters*, 1987, Vol. 23, No. 9, s. 433-434.
- [2] B. Bartosiński, Metoda testowania liniowych układów elektronicznych przy pomocy  $T_i$ -parametrycznych sygnałów komplementarnych, *Metrologia i Systemy Pomiarowe* 16, 1993, s. 389-396
- [3] Schreiner H.: Fault dictionary based upon stimulus design. *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, Vol. Cas-26, No. 7, July 1979, pp. 529-537.
- [4] Atmel: ATmega16 Data Sheet, plik PDF, [www.atmel.com](http://www.atmel.com).
- [5] Burr-Brown: The UAF42 universal active filter – Application Bulletin, plik PDF, [www.burr-brown.com](http://www.burr-brown.com).

Artykuł recenzowany