

Obwód wejściowy układu do pomiaru parametrów napięcia w sieci elektroenergetycznej

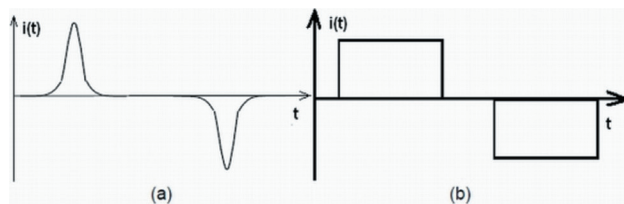
► Jakub Rzeszutko

W artykule opisano skonstruowany przez autora obwód wejściowy urządzenia służącego do analizy widmowej napięcia elektrycznego w paśmie od 35 Hz do 10 kHz. Przedstawiono etap projektowania obwodów oraz badania właściwości układu. Szczególnie skupiono się na wyznaczeniu charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej członu filtrującego, estymując jego transmitancję przy użyciu widmowych gęstości mocy sygnałów napięć. Metoda ta umożliwia bardzo dobrą analizę właściwości układu bez konieczności stosowania wyspecjalizowanej aparatury laboratoryjnej. Do estymacji transmitancji użyto wygenerowanego przebiegu prostokątnego o częstotliwości 50 Hz oraz oscyloskopu cyfrowego i komputera. Na podstawie transmitancji wyznaczono charakterystykę członu filtrującego w badanym paśmie częstotliwości.

Zbudowany obwód wejściowy jest częścią układu pomiarowego współpracującego z siecią energetyczną niskiego napięcia. Zadaniem tego układu jest pomiar odkształceń harmoniczných występujących w sieci energetycznej wyrażonych przez współczynnik zawartości harmoniczných THD (*Total Harmonic Distortion*). Pojawianie się odkształceń harmoniczných w sieci energetycznej jest spowodowane nieliniowymi odbiornikami, które pobierają niesinusoidalny prąd (rys. 1). Takimi odbiornikami są zarówno urządzenia domowego użytku, np. komputery czy pralki jak i sterowniki napędów przemysłowych, np. falowniki.

Dodatkowe harmoniczne występujące w napięciu sieciowym powodują przepływ prądu o wartości skutecznej większej niż w przypadku samej składowej podstawowej. Ma to bardzo niekorzystny wpływ na pracę niektórych urządzeń elektrycznych, powodując między innymi przegrzewanie się uzwojeń w silnikach elektrycznych lub wzrost temperatury roboczej transformatorów, tym samym skrócenie ich żywotności.

Odształcenia harmoniczne występują we wszystkich trzech fazach instalacji elektrycznej, do których



Rys. 1. Prąd pobierany przez: a – komputer, b – sterownik prędkości silnika prądu stałego [2]

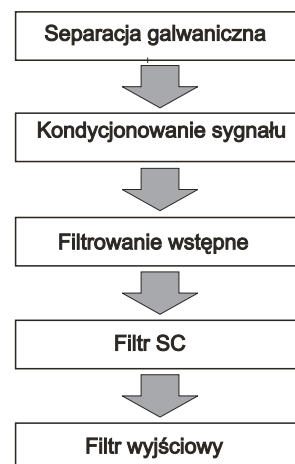
podłączone są nieliniowe odbiorniki energii elektrycznej. Jeżeli w jednym budynku z instalacją trójfazową odkształcenia pojawiają się we wszystkich fazach, zdecydowanie zwiększa się prąd płynący w przewodzie neutralnym, co może skutkować jego uszkodzeniem, w skrajnych przypadkach pożarem [2].

Budowa obwodów wejściowych

Obwody wejściowe składają się z pięciu części (rys. 2). Zaprojektowane urządzenie umożliwia analizowanie napięć o wartości skutecznej od 110 V AC do 400 V AC oraz pozwala regulować częstotliwość graniczną filtra SC układem CPLD o sterowanym wyjściu zegarowym. Obwody wejściowe zasilane są napięciem stałym 5 V DC, więc analizowane napięcie sieciowe zostało tak przetworzone, by nie przekraczało tej wartości.

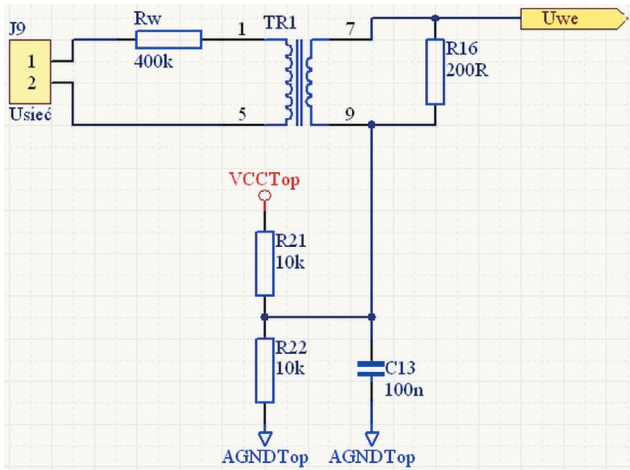
Separacja galwaniczna

Separację galwaniczną napięcia sieciowego zapewniono przy użyciu transformatora o przekładni 1:1, który pracuje z wymuszeniem prądowym. Rozwiązanie dla napięcia o wartości skutecznej 230 V AC przedstawiono na rys. 3. Rezystancję wejściową układu (R_w) wynoszącą 400 k Ω stanowią cztery rezystory 100 k Ω połączone szeregowo. Takie rozwiązanie jest korzystne, ponieważ ogranicza wpływ temperatury na zmianę wartości rezystancji

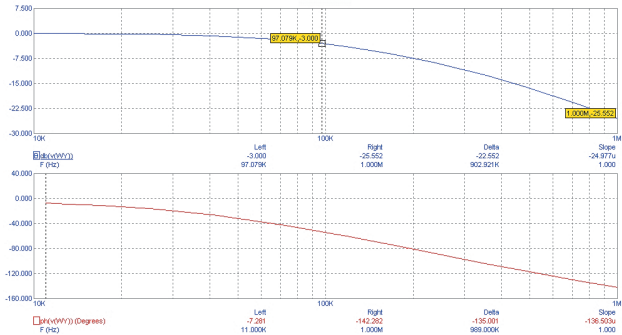


Rys. 2. Schemat blokowy układu wejściowego

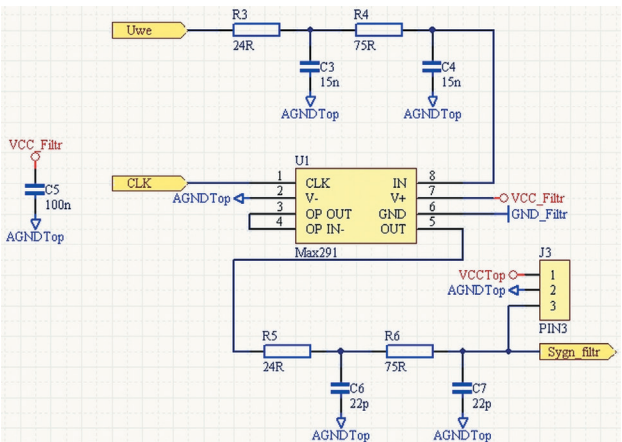
mgr inż. Jakub Rzeszutko
– Akademia Górniczo-Hutnicza, Katedra Metrologii



Rys. 3. Układ kondycjonujący i separacji galwanicznej



Rys. 5. Charakterystyki filtra RC drugiego rzędu



Rys. 4. Schemat ideowy członu filtrującego

wejściowej układu. W zależności od wartości napięcia skutecznego analizowanego sygnału, rezystancję wejściową można zmieniać między 100 kΩ a 800 kΩ.

Stronę wtórną transformatora zwarto rezystorem $R_{16} = 200 \Omega$. W takiej konfiguracji, po podłączeniu układu do sieci, na rezystorze R_{16} występuje napięcie $U_s = 230 \text{ mV}$, symetryczne względem punktu odniesienia. Zważywszy na to, że wszystkie elementy obwodów wejściowych zasilane są napięciem dodatnim $V_{cc} = 5 \text{ V}$, analizowany sygnał również powinien przyjmować wartości większe od zera. Taki efekt osiągnięto przez zastosowanie dzielnika napięcia R_{21} – R_{22} , który dodaje do sygnału wyjściowego składową stałą o wartości 2,5 V.

Filtry

W polskiej normie [3] rozróżnia się urządzenia do pomiaru składowych widmowych napięcia w przedziale do 9 kHz i powyżej tej częstotliwości. Zaprojektowane obwody wejściowe dedykowane były do urządzenia badającego składowe widmowe o paśmie nieprzekraczającym 10 kHz, z możliwością jego skrócenia.

Na rys. 4 przedstawiono schemat układu filtrującego, składającego się z następujących części:

- Dolnoprzepustowy filtr RC drugiego rzędu, mający za zadanie oczyścić pasmo sygnału wejściowego z zakłóceń wysokoczęstotliwościowych. Jego charakterystyki przedstawiono na rys. 5.

- Dolnoprzepustowy filtr SC ósmego rzędu w układzie MAX291, o charakterystyce Butterwortha. Wejście zegarowe CLK tego układu reguluje częstotliwość graniczną filtra zależnością:

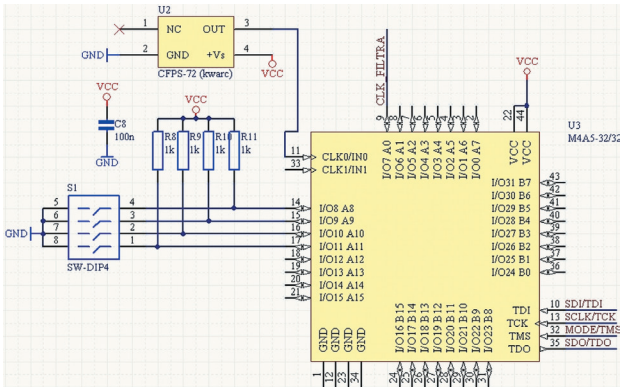
$$F_{\text{clk}} = 100 F_{\text{gr}} \tag{1}$$

Można wyliczyć, że aby uzyskać częstotliwość graniczną 10 kHz, dla której tłumienie sygnału wejściowego będzie wynosić –3 dB, wejście CLK należy taktować z częstotliwością 1 MHz. Taką częstotliwość uzyskano z układu CPLD M4A5-32/32-5JC.

- Dolnoprzepustowy filtr RC drugiego rzędu, mający za zadanie tłumienie zakłóceń wysokoczęstotliwościowych powstałych wskutek działania zegara filtra SC.

Układ regulacji częstotliwości granicznej

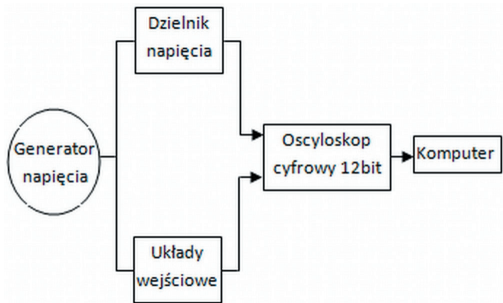
W zależności od ustawienia przełącznika SW1, CPLD M4A5-32/32-5JC reguluje częstotliwością graniczną układu MAX291. Bardzo istotnym elementem jest umieszczenie konwertera poziomów pomiędzy logiką programowalną a filtrem SC, ponieważ układy te charakteryzują się różnymi poziomami stanów wysokich. Dla układu CPLD nominalnie wynosi on: $U_H = 3,5 \text{ V}$, natomiast MAX291 za stan wysoki uznaje napięcia powyżej 4 V. W celu dopasowania poziomów zastosowano układ 74HC14.



Rys. 6. Układ do generowania częstotliwości taktującej filtra SC

Eksperyment laboratoryjny

Eksperyment laboratoryjny miał ustalić charakterystykę częstotliwościowo-amplitudową filtra dla zaprojektowanych obwodów wejściowych. Pomiary zostały wykonane przy użyciu generatora częstotliwości Agilent 6812B, oscyloskopu, dzielnika napięcia oraz komputera PC. Schemat połączenia przedstawiono na rys. 7.



Rys. 7. Schemat układu pomiarowego dla obwodów wejściowych

Biorąc pod uwagę fakt, że generator Agilent generuje sygnały napięciowe o częstotliwości do 1 kHz i wartości skutecznej wynoszącej 230 V AC, a badany filtr zaprojektowano dla maksymalnej częstotliwości granicznej równej 10 kHz, należało znaleźć sposób, który pomimo tych ograniczeń pozwoli na zbadanie charakterystyki filtra.

Przyjmując, że zaprojektowany filtr jest układem liniowym stacjonarnym, rozwiązaniem może być estymacja transmitancji częstotliwościowej za pomocą widmowych gęstości mocy. Przez filtr przepuszczono sygnał prostokątny o częstotliwości $f = 50$ Hz i wartości skutecznej 230 V AC, a następnie zarejestrowano zarówno napięcie wejściowe, poprzez dzielnik napięcia, jak i odpowiedź filtra. Ponieważ napięcie wejściowe jest sygnałem stacjonarnym (jego charakterystyka statyczna jest stała w czasie) o gęstości widmowej $S_x(f)$, to napięcie wyjściowe, będące odpowiedzią na wymuszenie, jest również stacjonarne, natomiast jego gęstość widmowa to $S_y(f)$. Jeżeli $S_{xy}(if)$ oznacza wzajemną widmową gęstość mocy sygnałów wejściowego i wyjścio-

wego, wówczas pomiędzy odpowiednimi funkcjami gęstości widmowej mocy zachodzi związek:

$$S_{xy}(if) = H_{xy}(if) \cdot S_x(f) \quad (2)$$

Pozwala on określić w sposób jednoznaczny transmitancję układu $H_{xy}(if)$, na podstawie pomiaru funkcji gęstości widmowej własnej i wzajemnej obu sygnałów badanego układu. Szczegóły obliczeń wraz z przykładami można znaleźć w [4].

Badane przebiegi zostały zarejestrowane przy użyciu oscyloskopu cyfrowego 12-bitowego, w którym ustawiono częstotliwości próbkowania na poziomie: $f_s = 141$ kHz i czasie rejestracji wynoszącym 50 ms. Napięcie wejściowe układu zmierzono na rezystancyjnym dzielniku napięcia, natomiast napięcie wyjściowe, otrzymano bezpośrednio z układu filtrującego. Zarejestrowane przebiegi umieszczono na rys. 8.

Kondycjonowanie sygnałów

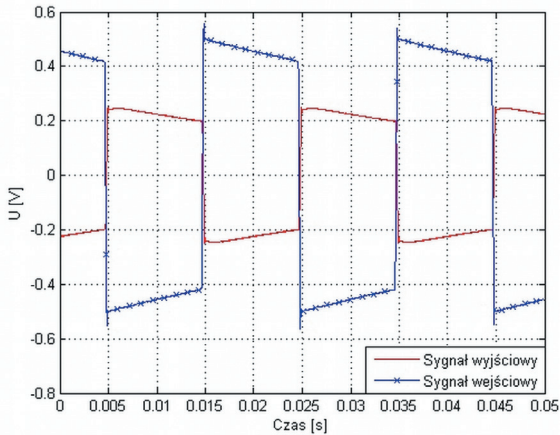
W związku z możliwością wystąpienia zakłóceń wysokoczęstotliwościowych, związanych z zastosowanymi przyrządami pomiarowymi, przebiegi przedstawione na rys. 8 przefiltrowano cyfrowo filtrem FIR o 30 współczynnikach i częstotliwości granicznej wynoszącej $f_{gr} = 100$ kHz. Współczynniki filtru zostały wyznaczone przy użyciu środowiska MATLAB.

W kolejnym kroku przepuszczono sygnały przez okno Hanninga. Operacja ta miała na celu ograniczenie przecieków widma, które występują przy wyznaczaniu dyskretnego transformaty Fouriera (DFT) sygnałów. Funkcja okna Hanninga wyraża się wzorem:

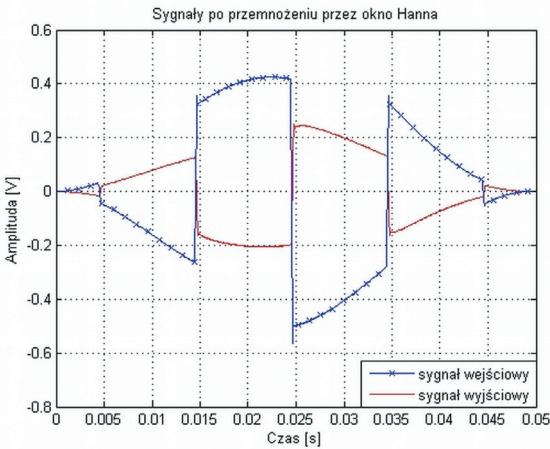
$$w(n) = 0,5 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \quad (3)$$

gdzie: N – liczba próbek sygnału, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

W wyniku mnożenia w dziedzinie czasu sygnałów przez funkcję okna otrzymano sygnały przedstawione na rys. 9.



Rys. 8. Zmierzone przebiegi sygnałów. Przesunięcie fazowe jest spowodowane metodą akwizycji danych oscyloskopem cyfrowym



Rys. 9. Sygnały przemnożone przez funkcję okna Hanninga

Wyznaczanie widmowych gęstości mocy

Zgodnie ze wzorem (2), poszukiwanymi gęstościami są:

- $S_x(f)$ - widmowa gęstość mocy sygnału wejściowego
- $S_{xy}(if)$ - wzajemna widmowa gęstość mocy pomiędzy wymuszeniem a odpowiedzią.

Wyznaczenie funkcji widmowej gęstości mocy sygnału wejściowego odbywa się przez wykonanie DFT funkcji autokorelacji sygnału wejściowego. Analogicznie, aby obliczyć funkcję wzajemnej widmowej gęstości mocy, wykonano DFT funkcji korelacji wzajemnej pomiędzy sygnałem wejściowym a wyjściowym.

Estymatory funkcji autokorelacji oraz korelacji wzajemnej przedstawiono na wzorach (4), (5).

$$\hat{R}_x(t) = \frac{1}{T-\tau} \int_0^{T-\tau} x(t) \cdot x(t+\tau) dt \quad (4)$$

$$\hat{R}_{xy}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t+\tau) dt \quad (5)$$

DFT zostało wyznaczone według wzoru:

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi n m}{N}} \quad (6)$$

Częstotliwość analizowanego prążka oblicza się ze wzoru:

$$f_{\text{analys}}(m) = \frac{m \cdot f_s}{N} \quad (7)$$

gdzie: $X(m)$ - DFT m -tej składowej, $x(n)$ - ciąg dyskretnie próbkowanych wartości w dziedzinie czasu, m - indeks próbek wyjściowych DFT, w dziedzinie częstotliwości, n - indeks próbek wejściowych w dziedzinie czasu, N - liczba próbek ciągu wejściowego, oraz liczba punktów częstotliwości w ciągu wyjściowym DFT, f_s - częstotliwość próbkowania [5].

Estymacja transmitancji częstotliwościowej

Przekształcając wzór (2), otrzymujemy zależność potrzebną do estymowania transmitancji częstotliwościowej układu:

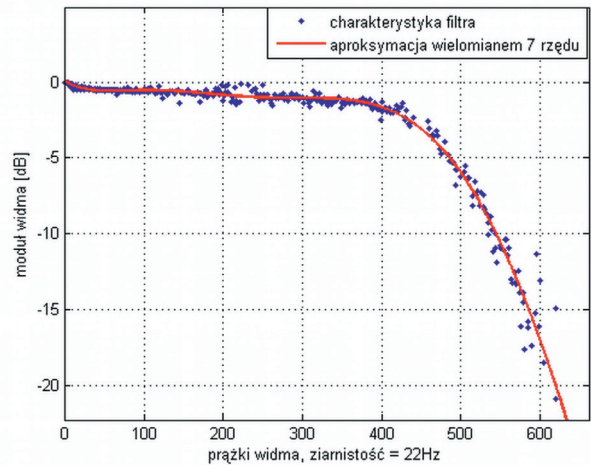
$$H_{xy}(if) = \frac{S_{xy}(if)}{S_x(f)} \quad (8)$$

Przystępując do tej czynności należy zwrócić szczególną uwagę na odrzucenie wartości $S_x(f)$, które są bliskie zeru. W przeciwnym wypadku otrzymane wyniki będą obciążone błędami związanymi z operacją dzielenia przez zero.

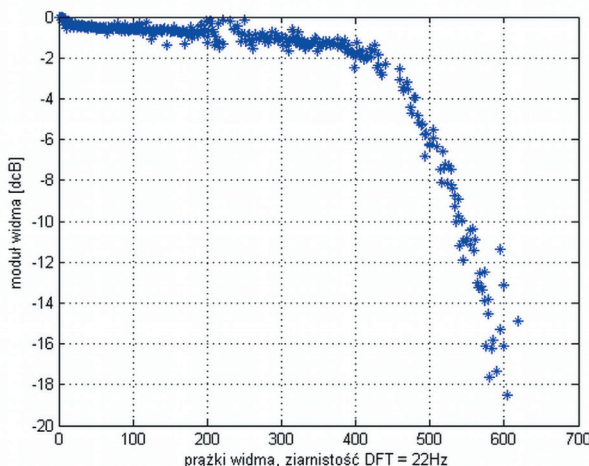
Na rys. 10 przedstawiono moduł estymowanego widma transmitancji w zależności od częstotliwości. W celu wyliczenia, jaką częstotliwość reprezentuje dany prążek, należy skorzystać ze wzoru (7). W przeprowadzonych badaniach zarejestrowano $N=6241$ próbek, z częstotliwością próbkowania $f_s=141$ kHz. Wynika z tego, że ziarnistość DFT wynosi $f_{\text{analys}}(1)=22,6$ Hz.

Uzyskane punkty charakterystyki amplitudowo-częstotliwościowej aproksymowano w środowisku MATLAB wielomianem siódmego rzędu. Otrzymane w ten sposób równanie przedstawiono poniżej:

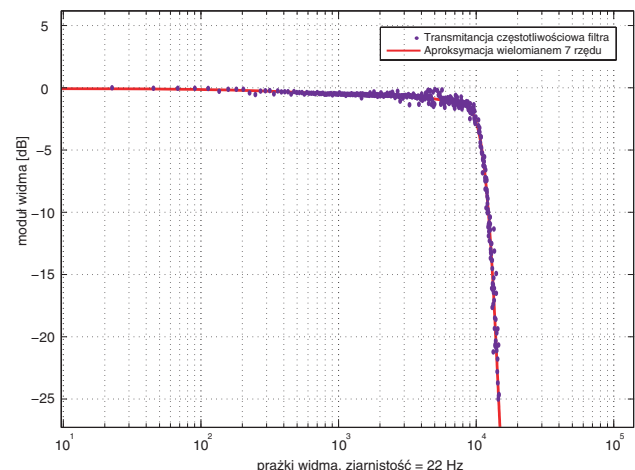
$$H(s) = \sum_{k=1}^8 p_k \cdot s^{k-1} \quad (9)$$



Rys. 11. Estymacja transmitancji filtra wielomianem 7. rzędu



Rys. 10. Charakterystyka filtra otrzymana z podzielenia widmowych gęstości mocy



Rys. 12. Estymacja transmitancji filtra wielomianem 7. rzędu, skala logarytmiczna

Zobrazowane (rys. 11 i rys. 12) wyniki aproksymacji z zastosowaniem równania (9) uwidaczniają, że wybrany rząd wielomianu dobrze odwzorowuje charakterystykę częstotliwościową układu w analizowanym zakresie częstotliwości.

Współczynniki wielomianu, dla których zachowuje się on stabilnie, zostały obliczone z podwójną precyzją:

$$\begin{aligned} p_1 &= -1,644e-017, & p_2 &= 4,371e-014, \\ p_3 &= -4,509e-011, & p_4 &= 2,235e-008, \\ p_5 &= -5,613e-006, & p_6 &= 6,881e-004, \\ p_7 &= -3,767e-002, & p_8 &= 1,419e-001. \end{aligned}$$

W celu wyznaczenia częstotliwości granicznej filtra, należy sprawdzić, dla którego prążka wystąpił spadek 3 dB. Według rys. 10, spadek wystąpił dla 442. prążka. Częstotliwość graniczną obliczono według wzoru (7):

$$f_{gr} = 22,6 \cdot 442 = 9989 \text{ Hz} \quad (10)$$

Otrzymany wynik, po porównaniu z wartością częstotliwości projektowanego filtra, można uznać za satysfakcjonującą.

Podsumowanie

Zaprojektowano i wykonano prototyp obwodu wejściowego do pomiarów parametrów napięcia w sieci elektroenergetycznej niskiego napięcia. Układ ten charakteryzuje się dobrymi właściwościami filtrującymi, regulowaną częstotliwością graniczną w zakresie od 100 Hz do 10 kHz. W paśmie przenoszenia zaprojektowanych filtrów występują zafalowania na poziomie 0,5 dB. Dodatkowo układ może pracować z napięciem sieciowym o wartości skutecznej wynoszącej nawet 400 V AC.

Zaprojektowany układ pozwala mierzyć THD w ograniczonym paśmie z niepewnością powyżej 1 %. W celu poprawy właściwości można zastąpić filtr SC filtrem aktywnym, który nie będzie wprowadzał wysokoczęstotliwościowych zakłóceń do sygnału wyjściowego.

W ramach eksperymentu wyznaczono charakterystykę amplitudową członu filtrującego, estymując jego transmitancję przy użyciu widmowych gęstości mocy, stosując odkształcone sygnały pobudzeń. W celu uzyskania jak najlepszych wyników symulacji korzystając z tej metody, należy zwrócić uwagę na pułapki związane z obliczeniami numerycznymi. Jedną z nich tkwi we wzorze (8). Jeżeli występujące w mianowniku wartości są bliskie zeru, otrzymuje się bezużyteczne wyniki. Napisany w środowisku MATLAB program wyszukiwał i odrzucał te wartości mianownika, dla których występowało dzielenie przez niewielką wartość.

W trakcie prowadzonych badań wykazano, że zaprogramowana i estymowana częstotliwość graniczna filtra pokrywają się. Uwzględniając stopień skomplikowania zagadnienia metoda ta sprawdziła się znakomicie i można stosować ją do tego typu obliczeń w przyszłości.

Bibliografia

1. Bień A.: *Metrologia jakości energii elektrycznej w obszarze niskoczęstotliwościowych zaburzeń napięcia sieci*. Rozprawy Monografie 127, AGH Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne, Kraków 2003.
2. Gosbell V., Perera S., Smith V.: *Harmonic distortion in the electric supply system*. University of Wollongong, Marzec 2000.
3. Polska Norma: PN-EN 61000-4-7, *Kompatybilność elektromagnetyczna. Część 4-7: Metody badań i pomiarów. Ogólny przewodnik dotyczący pomiarów harmonicznych i interharmonicznych oraz przyrządów pomiarowych dla sieci zasilających i przyłączonych do nich urządzeń*.
4. Gajda J.: *Statystyczna analiza danych pomiarowych*. Wydział EAIiE AGH, Kraków 2002, (skrypt).
5. Lyons R.: *Wprowadzenie do cyfrowego przetwarzania sygnałów*. Wydawnictwo Komunikacji i Łączności, Warszawa 2000.
6. [http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX291-MAX296.pdf] - MAXIM-IC: Dokumentacja układu MAX291.