

**Krzysztof DUDA**

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA, KATEDRA METROLOGII

**Cyfrowa realizacja odpowiedników analogowych filtrów miernika migotania światła przeznaczonych do implementacji w układach DSP**

dr inż. Krzysztof DUDA

pracuje w Katedrze Metrologii Akademii Górniczo-Hutniczej w Krakowie. Tytuł mgr inż. o specjalności *Automatyka i Metrologia* i dr w dziedzinie *Elektroniki* uzyskał na Wydziale EAIIE AGH odpowiednio w roku 1998 i 2002.

W pracy naukowej zajmuje się analizą i przetwarzaniem sygnałów cyfrowych. Jest autorem ponad 30 publikacji, których tematyka dotyczy: 1) Jakości energii elektrycznej z zakresu: a) oceny uciążliwości migotania światła, b) metod pomiaru zakłóceń krótkotrwałych w sieci energetycznej i c) realizacji DSP algorytmów pomiarowych, a także 2) Analizy sygnałów biomedycznych i 3) Transformat całkowitoliczbowych.

e-mail: kduda@uci.agh.edu.pl

**Streszczenie**

Artykuł dotyczy analizy zagadnień związanych z cyfrową realizacją analogowych filtrów toru przetwarzania sygnału miernika migotania światła. Przeprowadzono łączną ocenę błędów przetwarzania sygnału spowodowanych zarówno cyfrową realizacją podawanych przez normę filtrów analogowych jak i kwantyzacją współczynników ich cyfrowych odpowiedników. Na tej podstawie określono strukturę i współczynniki filtra cyfrowego o niskich wymaganiach sprzętowych przy jednoczesnym zachowaniu zgodności charakterystyk amplitudowych z wymaganiami dokumentów normatywnych. Dla implementacji stałoprzecinkowej podano konfigurację filtra dyskretnego w torze miernika migotania światła zapewniającą optymalne wykorzystanie dostępnej dynamiki obliczeń.

**Słowa kluczowe:** miernik migotania światła, filtry cyfrowe, kwantyzacja współczynników filtrów cyfrowych

**Digital realization of analog Flicker Meter filters for DSP implementation****Abstract**

The paper addresses the problem of discrete realization of Flicker Meter filters. Simultaneous analysis of errors caused by discretization of analog filters and quantization of their digital equivalents is presented. On that basis the structure and coefficients of digital filter with low hardware requirements are given. The amplitude characteristics of digital filter are consistent with normative analog counterpart. For fixed-point implementation configuration of the digital filter in Flicker Meter is given what ensures the best usage of available dynamics of computations.

**Keywords:** Flicker Meter, discretization of analog filters, quantization of digital filters

**1. Wprowadzenie**

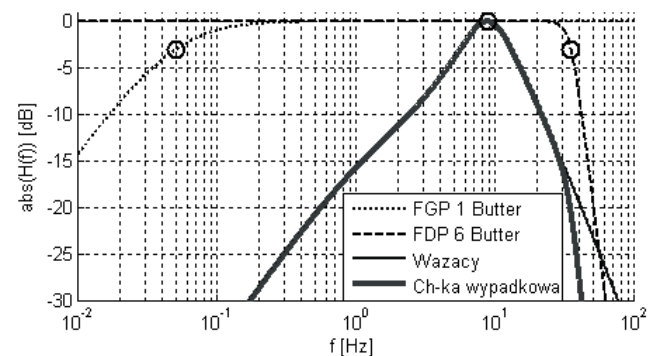
Pomiar migotania światła jest jednym z podstawowych pomiarów jakości energii elektrycznej. Struktura miernika migotania światła przedstawiona w normie [1] (str.19, rys.1) złożona jest z pięciu bloków. Niniejszy artykuł dotyczy cyfrowej realizacji Bloku 3 (filtrów ważących). Blok ten składa się z trzech filtrów połączonych kaskadowo, których zadaniem jest [1]: 1) wyeliminowanie składowej stałej i składowej 100 Hz oraz 2) symulacja wrażliwości układu *lampa-oko-mózg*. Definicje tych filtrów są następujące: 1) FGP Butterworth'a rzędu I o częstotliwości 3dB

wynoszącej 0.05 Hz, 2) FDP Butterworth'a rzędu VI o częstotliwości 3dB wynoszącej 35 Hz, 3) filtr ważący rzędu IV o zadanej transmitancji Laplace'a. Rys.1 przedstawia charakterystyki amplitudowe powyższych trzech filtrów, a także wypadkową charakterystykę amplitudową Bloku 3.

Sygnałem wejściowym dla Bloku 3 jest zmodulowany w amplitudzie i przeskalowany sygnał napięcia sieci po demodulacji kwadratowej.

Realizacja analogowa toru sygnałowego Bloku 3 jest obciążona typowymi wadami układów analogowych jak: zmienność parametrów w czasie, zależności od temperatury, trudność uzyskania dużej dokładności, konieczność strojenia, mała powtarzalność itd. Z drugiej strony implementacja cyfrowa zapewnia bardzo dobrą powtarzalność i stałość parametrów, dodatkowo dla obliczeń stałoprzecinkowych algorytm filtracji można zrealizować w małej ilości sprzętu, np. w FPGA, dzięki czemu może on być częścią składową większego systemu, konieczne jednak jest oszacowanie błędów przetwarzania spowodowanych cyfrową realizacją filtra analogowego i kwantyzacją współczynników filtra cyfrowego.

Niniejsza praca przedstawia projekt realizacji cyfrowej Bloku 3. Realizacja cyfrowa wymagała rozwiązania problemów związanych z dwoma grupami zagadnień: 1) dyskretyzacją transmitancji analogowej oraz 2) kwantyzacją współczynników filtra cyfrowego do precyzji stałoprzecinkowej. Obie grupy zagadnień rozpatrywano łącznie ze względu na wzajemne zależności (np. dobór częstotliwości próbkowania wpływa na położenie zer i biegunów transmitancji układu dyskretnego na zespolonej płaszczyźnie Z, a to z kolei wpływa na błędy kwantyzacji współczynników filtra). Do dyskretyzacji transmitancji analogowej stosowano transformację biliniową oraz metody optymalizacyjne. Wpływ kwantowania współczynników filtra sprawdzono dla kodu uzupełnień do dwóch dla precyzji sygnału wejściowego 16 bitów i różnych precyzji współczynników filtra. Sprawdzono również błędy kwantowania współczynników filtra dla różnych struktur obliczeniowych filtrów IIR [2]. Ponieważ nie istnieją gotowe rozwiązania pozwalające *a priori* minimalizować błędy kwantyzacji współczynników filtra, więc w dalszej części prezentowane jest najlepsze rozwiązanie jakie uzyskano na drodze wielokrotnych symulacji komputerowych. Symulacje przeprowadzono w programie Matlab [3, 4, 5].



Rys.1 Charakterystyki amplitudowe filtrów Bloku 3 miernika migotania światła wg [1], kółka oznaczają punkty charakterystyczne dla filtrów: częstotliwości 3 dB (0.05 Hz i 35 Hz) dla filtrów Butterworth'a oraz częstotliwość 8.8 Hz dla filtra ważącego

Fig.1 Amplitude characteristics for Block 3 filters of Flicker Meter (according to [1]), circles stand for following frequencies: 3 dB (0.05 Hz and 35 Hz) for Butterworth filters and 8.8 Hz for weighting filter

W publikacjach naukowych (baza danych INSPEC) brak jest opracowań dotyczących analizy wpływu cyfrowej realizacji filtrów analogowych oraz kwantowania ich współczynników na błędy toru przetwarzania miernika migotania światła. Istnieją natomiast przykłady cyfrowej, programowej realizacji miernika migotania światła z zastosowaniem procesorów DSP lub mierników wirtualnych (np. [6-12]). Prace te poruszają głównie zagadnienia doboru parametrów akwizycji sygnału (częstotliwość próbkowania, rozdzielczość A/C), stosowania analizy częstotliwościowej (dziedzina DFT, falkowa) w bloku przetwarzania oraz stosowania różnych platform sprzętowych i programistycznych.

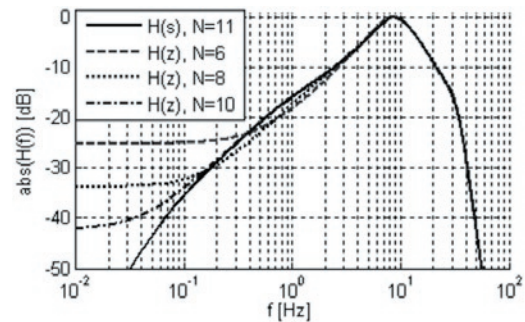
## 2. Cyfrowa realizacja filtrów Bloku 3

Cyfrowa implementacja filtrów powinna mieć możliwie małe wymagania sprzętowe, przy jednoczesnym zapewnieniu zadowalającej dokładności. Pożądane jest stosowanie jak najmniejszej częstotliwości próbkowania, niskiego rzędu filtra (małej liczby mnożeń, dodawań i komórek pamięci) oraz możliwie niskiej precyzji stałoprzecinkowej, co zapewnia małe zapotrzebowanie na zasoby sprzętowe oraz niski pobór mocy w trakcie pracy (możliwość zasilania z baterii).

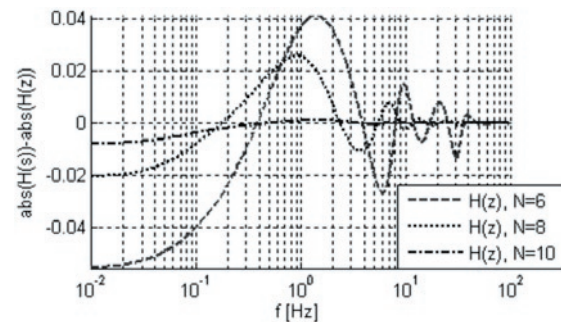
Ponieważ norma [1] przewiduje, że sygnał wahań napięcia po demodulatorze kwadratowym zajmuje pasmo od 0.05 Hz do 35 Hz, więc teoretycznie możliwe jest stosowanie częstotliwości próbkowania większej od 70 Hz. W trakcie przeprowadzonych symulacji dobrano częstotliwość próbkowania równą  $f_p = 200$  Hz, gdyż dla tego przypadku otrzymano najmniejsze łączne błędy cyfrowej realizacji filtra i kwantyzacji jego współczynników. Powyższa częstotliwość próbkowania nie dotyczy akwizycji sygnału w Bloku 1 [1], tylko wejścia Bloku 3. Dla przypadku, gdy sygnał w Bloku 1 jest próbkowany z większą szybkością (np. 1 kHz) przed Blokiem 3 należy zastosować odpowiednią redukcję częstotliwości próbkowania (np. 5 razy).

Pierwszą testowaną metodą dyskretyzacji była transformata biliniowa, jednak otrzymany filtr dyskretny nie spełnił postawionych mu wymagań z dwóch powodów: 1) rząd filtra IIR musiał być taki sam jak rząd filtra analogowego, a więc 11-tego rzędu, co uznano za zbyt dużą wartość 2) zależność pomiędzy pulsacją cyfrową  $\omega$ , a analogową  $\Omega$  w transformacji biliniowej jest nieliniowa ( $\Omega = 2f_p \tan(\omega/2)$  [2]), co staje się bardzo widoczne zwłaszcza dla  $\omega$  zbliżającego się do  $f_p/2$  w wyniku czego dla małych częstotliwości próbkowania (od 100 Hz - 300 Hz) otrzymywano duże różnice pomiędzy charakterystyką amplitudową prototypu analogowego i odpowiedniego filtra cyfrowego (niezależnie od korekcji częstotliwości dla 8.8 Hz).

Drugą testowaną metodą dyskretyzacji filtrów Bloku 3 była metoda optymalizacyjna z ważonym częstotliwościowo kryterium średniokwadratowym. Do zadanej wypadkowej charakterystyki amplitudowej filtrów Bloku 3 przedstawionej na rys.1 dobierano transmitancję dyskretną danego rzędu. Obliczenia przeprowadzono z wykorzystaniem funkcji bibliotecznej pakietu Matlab *invfreqz* [3], dla której na podstawie podanej w [1] transmitancji filtrów Bloku 3 wyznaczono 200 punktów charakterystyki częstotliwościowej w przedziale 0 do 100 Hz, przy czym pierwsze 50 punktów otrzymało wagę 100, a pozostałe 1. Wyniki, w formie porównania charakterystyk amplitudowych filtrów cyfrowych z charakterystyką amplitudową prototypu analogowego, przedstawiane są na rys.2 i rys.3. Dla zakresu częstotliwości roboczych od 0.05 Hz do 35 Hz otrzymano dobrą zgodność z filtrami analogowymi, tym lepszą im wyższy rząd filtra IIR (rys.3). Również tłumienie częstotliwości 100 Hz jest takie jak dla filtrów analogowych. Niestety tłumienie składowej stałej jest niższe niż dla prototypu analogowego i dla filtra dyskretnego IIR rzędu 8, który wybrano do implementacji, wynosi 33.75 dB. Wartość tę uznano jednak za wystarczającą, tym bardziej, że można ją poprawić stosując odpowiednie włączenie filtra do toru przetwarzania sygnału opisane w punkcie 4, polegające na wstępnym usunięciu składowej stałej w dziedzinie czasu przez odjęcie od sygnału po demodulacji kwadratowej wartości średniej.



Rys.2 Charakterystyki amplitudowe cyfrowych wersji filtrów Bloku 3, dla rzędów filtra IIR wynoszących 6, 8 i 10, częstotliwość próbkowania  $f_p = 200$  Hz. Dla porównania linią ciągłą przedstawiono charakterystykę prototypu analogowego  
Fig.2 Amplitude characteristics for discrete Block 3 filters for the IIR order equal 6, 8 and 10, sampling frequency 200 Hz. For comparison continuous line depicts characteristic of analog prototype



Rys.3 Błąd realizacji cyfrowej filtra jako różnica charakterystyki amplitudowej prototypu analogowego i charakterystyki amplitudowej filtra cyfrowego IIR, dla rzędów 6, 8 i 10

Fig.3 Discretization error computed as the difference between amplitude characteristic of analog prototype and amplitude characteristic of discrete IIR filter for filter orders 6, 8 and 10

## 3. Kwantyzacja współczynników filtrów Bloku 3

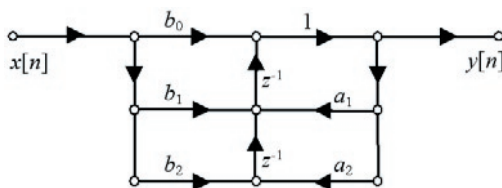
Dyskretny filtr IIR 8 rzędu zaprojektowany w punkcie 2 jest gotowy do implementacji w precyzji zmiennoprzecinkowej np. na procesorze DSP. Implementacja stałoprzecinkowa wymaga oszacowania błędów przetwarzania spowodowanych kwantyzacją współczynników filtra. Ponieważ analityczne określenie błędów kwantyzacji, które są procesem nieliniowym jest bardzo trudne (lub nawet niemożliwe [2]) stosuje się metody symulacyjne: 1) porównuje się charakterystykę amplitudową filtra stałoprzecinkowego z filtrem odniesienia (filtrem w precyzji zmiennoprzecinkowej), 2) porównuje się wyniki filtracji filtra stałoprzecinkowego z filtrem odniesienia dla wybranych sygnałów testowych. Wykonanie powyższych dwóch testów pozwala odrzucić błędne realizacje na etapie projektowania oraz wytypować rozwiązania, które powinny pracować poprawnie.

Błędy kwantowania zależą od precyzji reprezentacji współczynników filtra (np. 10, 12 bitów) oraz precyzji obliczeń. W symulacjach przyjęto długość akumulatora 40 bitów i analizowano tylko wpływ precyzji współczynników filtra. Na błędy kwantowania współczynników filtra IIR zasadnicze znaczenie ma dobór struktury obliczeniowej filtra. Na podstawie symulacji dobrano strukturę złożoną z 4 sekcji II-go rzędu postaci II transponowanej [2], pokazanej na rys.4 i opisanej transmitancją (1). Dla powyższego układu istnieje  $(4!)^2 = 576$  [2] możliwości konfiguracji sekcji II rzędu (różne kolejności sekcji i różne grupowania zer i biegunów). Rys.5 pokazuje położenie zer i biegunów poszczególnych sekcji II rzędu oraz podaje ich kolejność. Dla takiej konfiguracji układu otrzymano najmniejsze błędy kwantyzacji współczynników filtra. Błędy te są pokazane w postaci porównania charakterystyk amplitudowych filtrów stałoprzecinkowych z filtrem odniesienia o precyzji zmiennoprzecinkowej na rys.6 i rys.7 oraz wyników filtracji sygnału pseudolosowego na rys.8 dla tych samych filtrów.

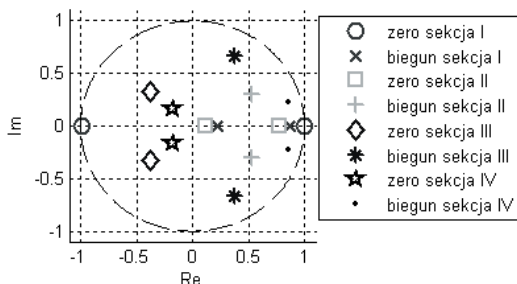
Tab.1 Współczynniki filtrów Bloku 3 w postaci cyfrowej (oznaczenia zgodne ze wzorem (1) i rys.4)  
 Tab.1 Coefficients of discrete Block 3 filters (denotations consistent with equation (1) and fig.4)

$b_0$	$b_1$	$b_2$	$a_0$	$a_1$	$a_2$
<b>double, <math>g = 0.09794417714340</math></b>					
1.30258206631627	-0.00346027387024	-1.28689788501697	1.0	-1.09968097899854	0.19762515614195
1.02458953180637	-0.91037291039080	0.08929448169752	1.0	-1.05821762804299	0.37049403309378
0.08022253697061	0.05976999439389	0.01971343320561	1.0	-0.75035154665080	0.58908362292523
-0.71708836347840	-0.25564297099100	-0.04059949147779	1.0	-1.70916035185828	0.78405176382730
<b>10 bitów, <math>g = 0.09765625000000</math></b>					
1.30078125000000	-0.00390625000000	-1.28515625000000	1.0	-1.10156250000000	0.19921875000000
1.02343750000000	-0.91015625000000	0.08984375000000	1.0	-1.05859375000000	0.37109375000000
0.08203125000000	0.05859375000000	0.01953125000000	1.0	-0.75000000000000	0.58984375000000
-0.71875000000000	-0.25390625000000	-0.03906250000000	1.0	-1.71093750000000	0.78515625000000
<b>12 bitów, <math>g = 0.09765625000000</math></b>					
1.30273437500000	-0.00390625000000	-1.28710937500000	1.0	-1.09960937500000	0.19726562500000
1.02441406250000	-0.91015625000000	0.08886718750000	1.0	-1.05859375000000	0.37011718750000
0.08007812500000	0.05957031250000	0.01953125000000	1.0	-0.75000000000000	0.58886718750000
-0.71679687500000	-0.25585937500000	-0.04101562500000	1.0	-1.70898437500000	0.78417968750000
<b>14 bitów, <math>g = 0.09790039062500</math></b>					
1.30249023437500	-0.00341796875000	-1.28686523437500	1.0	-1.09960937500000	0.19750976562500
1.02465820312500	-0.91040039062500	0.08935546875000	1.0	-1.05810546875000	0.37060546875000
0.08032226562500	0.05981445312500	0.01977539062500	1.0	-0.75024414062500	0.58911132812500
-0.71704101562500	-0.25561523437500	-0.04052734375000	1.0	-1.70922851562500	0.78393554687500
<b>16 bitów, <math>g = 0.09796142578125</math></b>					
1.30261230468750	-0.00347900390625	-1.28692626953125	1.0	-1.09967041015625	0.19763183593750
1.02459717968750	-0.91040039062500	0.08929443359375	1.0	-1.05822753906250	0.37048339843750
0.08020019531250	0.05975341796875	0.01971435546875	1.0	-0.75036621093750	0.58911132812500
-0.71710205078125	-0.25561523437500	-0.04058837890625	1.0	-1.70916748046875	0.78405761718750

$$H(z) = g \prod_{k=1}^4 H_k(z) = g \prod_{k=1}^4 \frac{b_{0k} + b_{1k}z^{-1} + b_{2k}z^{-2}}{1 + a_{1k}z^{-1} + a_{2k}z^{-2}} \quad (1)$$

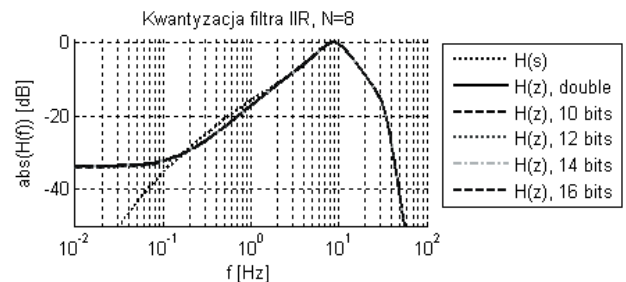


Rys.4 Graf przepływowi sekcji II rzędu w postaci II transponowanej, cyfrowy filtr Bloku 3 składa się z 4 sekcji  
 Fig.4 Flow graph of second order section in II transposed form, discrete filter of Block 3 consists of 4 sections

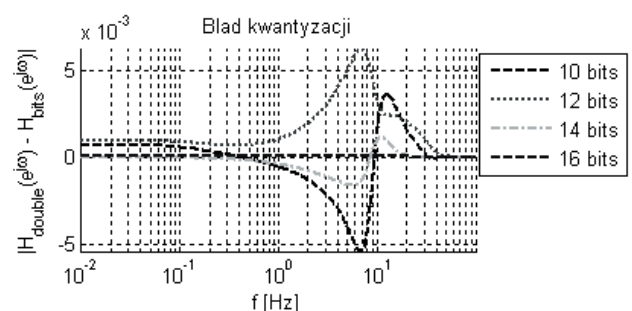


Rys.5 Rozkład zer i biegunów transmitancji  $H(z)$  filtra cyfrowego Bloku 3, rysunek przedstawia również, które pary zer i biegunów tworzą sekcje II rzędu i jaka jest ich kolejność  
 Fig.5 Zero-pole plot of transmittance  $H(z)$  of discrete Block 3 filter, plot shows which zeros and poles are paired and the order of sections

Chociaż porównanie charakterystyk amplitudowych na rys.6 i rys.7 pokazuje, że błąd kwantyzacji maleje wraz ze wzrostem liczby bitów reprezentujących współczynnik filtra, to jednak błędy filtracji dla rozważanych precyzji stałoprzecinkowych (tj. 10, 12, 14, 16 bitów) są w przybliżeniu takie same, co widać na rys.8. Oznacza to, że stosowanie długości słowa 10 bitów dla współczynnika filtra można uznać za wystarczające. Współczynniki filtrów dla analizowanych precyzji są podane w Tab.1.



Rys.6 Charakterystyki amplitudowe cyfrowych, skwantowanych wersji filtrów Bloku 3, dla rzędu filtra IIR równego 8, częstotliwość próbkowania  $f_s = 200$  Hz. *double* oznacza precyzję zmiennoprzecinkową, natomiast liczba bitów (10, 12, 14, 16) podaje precyzję stałoprzecinkową. Dla porównania linią kropkową przedstawiono charakterystykę prototypu analogowego  
 Fig.6 Amplitude characteristics of discrete quantized Block 3 filters for IIR order 8 and sampling frequency 200 Hz. *double* stands for float point precision and number of bits (10, 12, 14, 16) stands for fixed point precision. For comparison dotted line shows amplitude characteristic of analog prototype



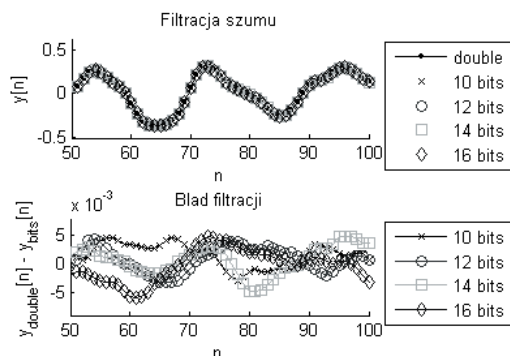
Rys.7 Błędy kwantyzacji jako różnica charakterystyki amplitudowej filtra w precyzji zmiennoprzecinkowej (*double*) i charakterystyk amplitudowych filtrów stałoprzecinkowych dla precyzji 10, 12, 14 i 16 bitów  
 Fig.7 Quantization errors as the difference between amplitude characteristics of the filter with floating point precision and the filters with fixed point precisions for 10, 12, 14 and 16 bits

#### 4. Zastosowanie filtrów cyfrowych w mierniku migotania światła

Działanie opisanych wyżej dyskretnych filtrów Bloku 3 w arytmetyce stałoprzecinkowej musi być rozpatrzone również w kontekście pracy tych filtrów w mierniku migotania światła zgodnie z [1]. Niestety warunki pracy są bardzo niekorzystne.



Sygnalem wejściowym jest zmodulowany amplitudowo sygnał 50 Hz podniesiony do kwadratu. Norma przewiduje konieczność detekcji modulacji o małej głębokości (od 0.25% do 2.3% wahania napięcia wg [1] Tablica 1, str.10). Po podniesieniu do kwadratu prawie całą dynamikę zakresu zajmuje składowa stała natomiast sygnał użyteczny (modulujący) jest reprezentowany przez najmłodsze bity (dla głębokości modulacji 0.25% zajmuje on 7 LSB z 16 bitów sygnału wejściowego). Bezpośrednie zastosowanie filtrów Bloku 3 w arytmetyce stałoprzecinkowej do wyjścia demodulatora kwadratowego spowodowałoby duże błędy kwantyzacji.



Rys.8 Wynik filtracji sygnału pseudolosowego o rozdzielczości stałoprzecinkowej 16 bitów za pomocą filtrów o różnej precyzji. Rysunek górny przedstawia przebiegi czasowe na wyjściach filtrów, a dolny bład kwantyzacji jako różnicę pomiędzy wyjściem filtra o współczynnikach zmiennoprzecinkowych (*double*), a wyjściem odpowiedniego filtra o współczynnikach skwantowanych do reprezentacji stałoprzecinkowej (10, 12, 14 i 16 bitów)

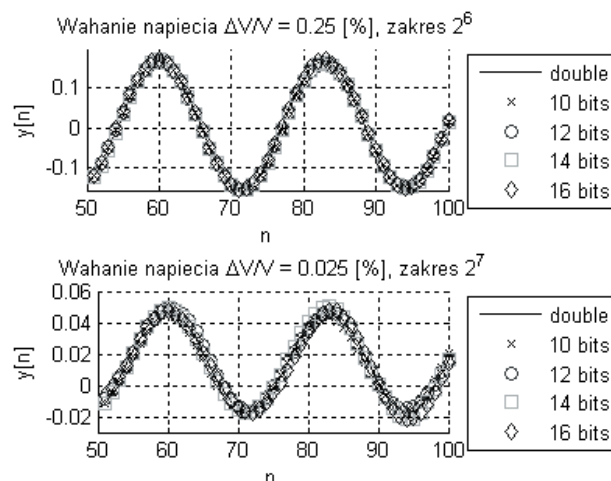
Fig.8 Filtration results of pseudo random sequence with 16 bit fixed-point precision for different fixed point filters. Upper plot shows time signals on the filters outputs and lower plot shows quantization error as the difference between the output of the filter with floating point coefficients with the output of fixed point filters with 10, 12, 14 and 16 bit precision

Zastosowanie filtrów Bloku 3 wymaga, więc dopasowania dynamiki sygnału do jego precyzji. Rozwiązanie tego problemu umożliwiające pracę systemu w sposób ciągły (a nie blokowo) przedstawiono na rys.9. W pierwszym kroku od wyjścia demodulatora kwadratowego odejmowana jest estymata składowej stałej oszacowana jako połowa amplitudy sygnału nośnego 50 Hz. Następnie sygnał jest skalowany odpowiednio do głębokości modulacji (amplitudy sygnału modulującego). Skalowanie to polega na przesuwaniu bitów i z punktu widzenia użytkownika jest to dobór zakresu pracy. Po procesie filtracji należy dokonać powtórne skalowanie sygnału (tzn. przesunąć bity w przeciwną stronę niż przed filtracją o taką samą liczbę pozycji).

Rys.10 przedstawia wyniki filtracji sygnału po demodulatorze kwadratowym w układzie z rys.9. Rys.10 przedstawia dwa przypadki wahania napięcia o częstotliwości 8.8 Hz dla  $\Delta V/V = 0.25\%$  oraz dla  $\Delta V/V = 0.025\%$ . W pierwszym przypadku sygnał użyteczny (modulujący) zajmuje 7 bitów, natomiast w drugim 4 (jest to przypadek o modulacji mniejszej o rząd niż wymagania normatywne). Zastosowanie przesuwnika bitowego, w pierwszym przypadku o 6, a w drugim o 7 bitów w lewo, pozwoliło uzyskać średnią dokładność zbliżoną do zmiennoprzecinkowej na poziomie odpowiednio 1% oraz 4% (różnica pomiędzy wyjściem filtra zmiennoprzecinkowego i stałoprzecinkowego odniesiona do amplitudy sygnału).



Rys.9 Schemat blokowy realizacji filtra Bloku 3 w arytmetyce stałoprzecinkowej w mierniku migotania światła.  $U_m$  - amplituda sygnału 50 Hz  
Fig.9 Block diagram of Block 3 filter realization in fixed point arithmetic in Flicker Meter,  $U_m$  - amplitude of 50 Hz signal



Rys.10 Przykłady filtracji sygnału z wyjścia demodulatora kwadratowego dla różnych współczynników wahania napięcia w układzie pracy przedstawionym na rys.9 dla częstotliwości modulującej 8.8 Hz. Dla porównania linia ciągła przedstawia wyniki dla filtra w precyzji zmiennoprzecinkowej (*double*)

Fig.10 Filtration example of the output signal from square demodulator for different modulation depth. The system works in configuration depicted in fig. 9 and frequency of modulating signal is 8.8 Hz. For comparison continuous line shows results for the filter with floating point precision

## 5. Podsumowanie

W wyniku przeprowadzonych badań symulacyjnych podano strukturę filtra cyfrowego realizującego zadania przetwarzania sygnału Bloku 3 miernika migotania światła. Jest to filtr typu IIR 8 rzędu złożony z czterech sekcji w postaci II transponowanej. Przedstawiono również błędy przetwarzania spowodowane kwantyzacją współczynników tego filtra dla obliczeń stałoprzecinkowych w precyzji 10, 12, 14 i 16 bitów. Dla częstotliwości próbkowania 200 Hz, rozdzielczości przetwornika AC 16 bitów i długości akumulatora 40 bitów filtr ten może być implementowany z 10 bitową precyzją, przy jednoczesnym zachowaniu dobrej zgodności z charakterystyką amplitudową analogowego filtra normatywnego.

## 6. Literatura

- [1] PN-EN 61000-4-15 wrzesień 1999: Miernik migotania światła. Specyfikacja funkcjonalna i projektowa.
- [2] Oppenheim A. V., Schaffer R. W., Buck J. R., Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, second edition, 1999
- [3] Signal Processing Toolbox Version 6.2 (R14) 05-May-2004
- [4] Filter Design Toolbox Version 3.0 (R14) 05-May-2004
- [5] Fixed-Point Toolbox Version 1.0 (R14) 05-May-2004
- [6] Quintero J.A., Maya H., Aguilar A., Develop of a flicker meter based on a digital signal processor, 39th International Universities Power Engineering Conference IEEE, 2004: 907-11, vol. 1.
- [7] Yang Kun, Yang Hong-geng, Flicker measurement based on wavelet transform and its implementation to DSP, Relay, 1 Oct. 2004; 32(21): 48-75.
- [8] Yuan Shi-ying, Cao Hui, Development of a voltage flickermeter based on DSP, Relay, 16 Feb. 2005; 33(4): 57-70.
- [9] Medeiros C.A.G., Belchior F.N., de Oliveira J.C., A proposal for UIE/IEC flicker measurement using digital filters: equipment prototype and validation, 2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power IEEE, 2004: 549-54.
- [10] Chen M.T., Digital algorithms for measurement of voltage flicker, IEE Proceedings Generation, Transmission and Distribution, March 1997; 144(2): 175-80.
- [11] Keppler T., Watson N.R., Chen S., Arrillaga J.: Digital flickermeter realisations in the time and frequency domains, Proceedings of the Australasian Universities Power Engineering Conference AUPEC-2001. 2001:565-70.
- [12] Ma Yu-long, Liu Lian-guang, Zhang Jian-hua, Yu Han, Research of digital flickermeter based on IEC standard, Proceedings of the CSEE, Nov. 2001; 21(11): 92-5.