

Ortogonalna realizacja potokowego filtra Laplace'a do przetwarzania obrazów medycznych 2D

Streszczenie. W artykule przedstawiono dwie realizacje filtra Gaussa 1D. Pierwsza oparta jest na bezpośredniej implementacji splotu, druga oparta została na filtrze ortogonalnym realizowanym za pomocą rotatorów Givensa. Obie realizacje zostały przeanalizowane pod kątem wrażliwości na kwantowanie współczynników dla 8-, 16- i 24-bitowych rejestrów. Wyznaczono i porównano błędy średniokwadratowe charakterystyki amplitudowej oraz błędy dla odpowiedzi systemu na pobudzenie losowym szumem i deltą Kroneckera.

Abstract. In the paper, two realizations of 1D Gauss filter are presented. The first realization is based on direct structure with convolution, in the second orthogonal filter with use Givens rotations is realized. Both systems are analyzed of sensitivity on coefficient quantization for 8-, 16- and 24-bits length of register. Also determined mean squared errors for amplitude characteristics, impulse responses and responses on noise excitation. (Pipeline realization of the Laplace filter to 2D medical images processing).

Słowa kluczowe: CPS 2D, filtr FIR, filtr potokowy, obrazy medyczne, filtr krawędziowy, filtr Laplace'a.

Keywords: DSP 2D, FIR filter, pipeline filter, medical image, edge detection filter, Laplace filter.

Wstęp

Metody cyfrowego przetwarzania sygnałów są obecnie jednymi z najpowszechniej używanych narzędzi do obróbki medycznych obrazów 2D. Najpopularniejsze są różnego rodzaju filtry FIR i IIR. Ze względu na prostą implementację oraz brak problemów wynikających ze sprzężeń zwrotnych zazwyczaj wybierane są te pierwsze (FIR), a do najpopularniejszych w tej grupie należą filtry rozmywające i krawędziowe (Gauss'a i Laplace'a). Rozwój techniki sprawił, że uzyskiwane z różnych urządzeń obrazy 2D poprawiły swoją jakość, m.in. przez znaczące zwiększenie rozdzielczości. Gwałtowny wzrost liczby próbek, przekłada się bezpośrednio przy przetwarzaniu obrazów, na zwiększoną złożoność oraz liczbę koniecznych do przeprowadzenia obliczeń. Dodatkowo, w medycynie bardzo często istotne jest przetwarzanie obrazów w czasie rzeczywistym. Z tego powodu, coraz większą popularność zdobywają filtry potokowe. Są to takie filtry, w których struktura (organizacja obliczeń) pozwala na płynne przetwarzanie kolejnych próbek. Próbkę wejściową i wyjściową (przetworzonego obrazu), są odpowiednio wprowadzane i otrzymywane za każdym cyklem zegara taktującego całym układem. W takim wypadku występuje jedynie zjawisko latencji (ang. latency), czyli opóźnienia między pierwszą próbką wejściową, a pierwszą próbką wyjściową.

Niniejszy artykuł przedstawia metodę ortogonalnej realizacji potokowego filtra Laplace'a 2D oraz przykładowe wykorzystanie do przetwarzania obrazów medycznych. Zastosowany został filtr krawędziowy o następujących współczynnikach:

$$(1) \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -8 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}.$$

Filtry ortogonalne stanowią element badań już od kilkudziesięciu lat [1, 2], natomiast ich potokowa realizacja za pomocą struktur opartych na rotatorach Givensa została też zaproponowana w [3]. Warto nadmienić, że systemy takie (pomimo dość złożonego procesu syntezy i realizacji), mogą mieć lepsze parametry niż analogiczne realizacje np. splotowe [4]. Cyfrowa filtracja ortogonalna stanowi więc istotną i ciekawą alternatywę również w obecnych badaniach nad nowymi klasami filtrów (typu Malmquist) [5], jak i również przy filtracji biliniowej [6]. Na bieżąco pojawiają się również kolejne publikacje pozwalające na

usystematyzowanie wiedzy z zakresu układów bezstratnych i filtracji ortogonalnej [7]. Uzyskana potokowość systemu (przez zastosowanie przy realizacji rotatorów) dodatkowo poprawia szybkość przetwarzania [4].

Realizacja filtra potokowego

Filtr (1) można zapisać w formie dwuwymiarowej transmitancji:

$$(2) \quad T(z_h, z_v) = \mathbf{Z}_h \mathbf{M} \mathbf{Z}_v,$$

gdzie:

$$\mathbf{Z}_h = [z_h^0 \ z_h^{-1} \ z_h^{-2}],$$

$$\mathbf{Z}_v = [z_v^0 \ z_v^{-1} \ z_v^{-2}]^T.$$

Następnie postać (2) została poddana kolejnym przekształceniom zgodnie z [8, 9]. Pierwszym etapem jest faktoryzacja pełnego rzędu macierzy \mathbf{M} (2) otrzymując w ten sposób:

$$(3) \quad T(z_h, z_v) = \mathbf{T}_h(z_h) \mathbf{T}_v(z_v),$$

gdzie:

$$\mathbf{T}_h(z_h) = \mathbf{Z}_h \mathbf{M} \mathbf{Z}_h = \mathbf{Z}_h \begin{bmatrix} 0.2781 & -2.8357 & 0.2781 \\ 1.0380 & 0.2036 & 1.0380 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{T}_v(z_v) = \mathbf{M} \mathbf{Z}_v = \begin{bmatrix} -0.2781 & 2.8357 & -0.2781 \\ 1.0380 & 0.2036 & 1.0380 \end{bmatrix} \mathbf{Z}_v.$$

W tym momencie mamy kaskadowe połączenie systemów $\mathbf{T}_h(z_h)$ i $\mathbf{T}_v(z_v)$. Odpowiednio $\mathbf{T}_v(z_v)$ ma jedno wejście i dwa wyjścia, natomiast $\mathbf{T}_h(z_h)$ ma dwa wejścia i jedno wyjście. Obie transmitancje muszą spełniać warunek $|T(e^{j\omega})| \leq 1$, więc na tym etapie otrzymujemy dodatkowe współczynniki $k_h = k_v = 3,8744$, które wyznaczamy jako maximum charakterystyki amplitudowej danej transmitancji, tj. odpowiednio $|T_h(e^{j\omega})|$ i $|T_v(e^{j\omega})|$. Następnym etapem jest otrzymanie jednowymiarowych systemów paraunitarnych [9, 10], tj. spełniających warunek:

$$(4) \quad \mathbf{U}(z^{-1})^T \mathbf{U}(z) = 1,$$

gdzie:

$\mathbf{U}(z)$ - wektor transmitancji opisujących dany system.

Do wyznaczenia (4) można wykorzystać zależność [9, 10]:

$$(5) \quad F(z^{-1})F(z) = 1 - \mathbf{T}(z^{-1})^T \mathbf{T}(z),$$

gdzie: $F(z)$ - transmitancja otrzymana przez faktoryzację wielomianu.

Stosując (5) dla systemów $\mathbf{T}_h(z_h)$ i $\mathbf{T}_v(z_v)$ (2) otrzymujemy systemy spełniające warunek (4):

$$(6a) \quad \mathbf{U}_h(z_h) = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{T}_h(z_h)}{k_h} & 0 & F_h(z_h) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.0718 - 0.7319z_h^{-1} + 0.0718z_h^{-2} \\ 0.2679 + 0.0525z_h^{-1} + 0.2679z_h^{-2} \\ 0 \\ 0.4488 + 0.2773z_h^{-1} + 0.1714z_h^{-2} \end{bmatrix}^T,$$

$$(6b) \quad \mathbf{U}_v(z_v) = \begin{bmatrix} \frac{\mathbf{T}_v(z_v)}{k_v} & F_v(z_v) & 0 \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} -0.0718 + 0.7319z_v^{-1} - 0.0718z_v^{-2} \\ 0.2679 + 0.0525z_v^{-1} + 0.2679z_v^{-2} \\ 0.4488 + 0.2773z_v^{-1} - 0.1714z_v^{-2} \\ 0 \end{bmatrix}^T.$$

Uzyskane w ten sposób systemy paraunitarne można już przekształcić do postaci układów opisanych równaniami stanu:

$$(7) \quad \begin{bmatrix} \mathbf{a}(n+1) \\ \mathbf{y}(n) \end{bmatrix} = \mathbf{S} \begin{bmatrix} \mathbf{a}(n) \\ \mathbf{x}(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}(n) \\ \mathbf{x}(n) \end{bmatrix},$$

gdzie:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} - \text{macierz równań stanu,}$$

$\mathbf{x}(n)$ - wektor wejściowy, $\mathbf{y}(n)$ - wektor wyjściowy, $\mathbf{a}(n)$ - wektor stanu.

Przy wyznaczaniu macierzy \mathbf{S}_h , ostatecznie została ona doprowadzona do formy kwadratowej oraz ortogonalnej, tj. spełniającej warunek [2]:

$$(8) \quad \mathbf{S}^T \mathbf{S} = \mathbf{I}.$$

Dodatkowo macierz \mathbf{A} (7) została przekształcona do macierzy trójkątnej górnej. Ostatecznie, po spełnieniu powyższych warunków, macierze równań stanu (7) dla systemów (6) wyglądają następująco:

$$(9a) \quad \mathbf{S}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_h & \mathbf{B}_h \\ \mathbf{C}_h & \mathbf{D}_h \end{bmatrix},$$

$$(9b) \quad \mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_v & \mathbf{B}_v \\ \mathbf{C}_v & \mathbf{D}_v \end{bmatrix},$$

gdzie:

$$\mathbf{A}_h = \begin{bmatrix} 0 & 0.4038 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_h = \begin{bmatrix} 0.8345 & -0.3335 & 0 & -0.1717 \\ -0.2202 & -0.8217 & 0 & 0.5257 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_h = \begin{bmatrix} -0.8075 & 0.2638 \\ 0.2852 & 0.8732 \\ 0 & 0 \\ 0.5163 & -0.0699 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_h = \begin{bmatrix} 0.0718 & 0.2679 & 0 & 0.4488 \\ -0.3817 & 0.1023 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0.3231 & 0.3625 & 0 & 0.7020 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_v = \begin{bmatrix} 0 & 0.4038 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_v = \begin{bmatrix} 0.2638 & 0.8732 & -0.0699 & 0 \\ -0.8075 & 0.2852 & 0.5163 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C}_v = \begin{bmatrix} 0.2202 & -0.8345 \\ -0.8217 & -0.3335 \\ 0.5257 & -0.1717 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D}_v = \begin{bmatrix} -0.0718 & 0.3817 & -0.3231 & 0 \\ 0.2679 & 0.1023 & 0.3625 & 0 \\ 0.4488 & 0 & 0.7020 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

W ten sposób otrzymaliśmy ortogonalne systemy 1D opisane równaniami stanu. Ich kaskadowe połączenie pozwala na realizację założonej transmitancji (2). W tej realizacji sprowadzamy systemy (9a) i (9b) do jednego systemu 2D, wykorzystując model Roesser'a [9, 11]:

$$(10) \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} A_h & B_h C_v \\ 0 & A_v \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} B_h D_v \\ B_v \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} C_h & D_h C_v \end{bmatrix} & \begin{bmatrix} D_h D_v \end{bmatrix} \end{bmatrix},$$

gdzie:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0.4038 & 0.4577 & -0.5851 \\ 0 & 0 & 0.6267 & 0.4577 \\ 0 & 0 & 0 & 0.4038 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} -0.1492 & 0.2844 & -0.3905 & -0.1717 \\ -0.2043 & -0.1681 & -0.2267 & 0.5257 \\ 0.2638 & 0.8732 & -0.0699 & 0 \\ -0.8075 & 0.2852 & 0.5163 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -0.8075 & 0.2638 & -0.2043 & -0.1492 \\ 0.2852 & 0.8732 & -0.1681 & 0.2844 \\ 0 & 0 & 0.5257 & -0.1717 \\ 0.5163 & -0.0699 & -0.2267 & -0.3905 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0.0666 & 0.0548 & 0.0739 & 0.4488 \\ 0.0548 & -0.1352 & 0.1604 & 0 \\ 0.4488 & 0 & 0.7020 & 0 \\ 0.0739 & 0.1604 & 0.0270 & 0.7020 \end{bmatrix}.$$

Możliwe jest przekształcenie ortogonalnej macierzy \mathbf{S} (10) do iloczynu kolejnych macierzy rotacji i permutacji. Algorytm opisany w [9,10] bazuje na zmodyfikowanej wersji algorytmu QR Givensa [12]. W ten sposób finalnie otrzymamy:

$$(11) \quad \mathbf{S} = \mathbf{R}_1 \mathbf{P}_1 \mathbf{R}_1 \mathbf{P}_1 \cdots \mathbf{R}_{11} \mathbf{P}_{11},$$

gdzie: $\mathbf{R}_1, \dots, \mathbf{R}_{11}$ - macierze rotacji, $\mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{11}$ - macierze permutacji.

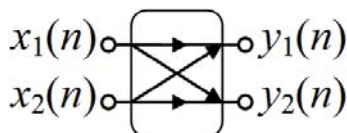
Macierze $\mathbf{R}_1, \dots, \mathbf{R}_{11}$ i $\mathbf{P}_1, \dots, \mathbf{P}_{11}$ mogą być realizowane jako odpowiednio rotatory Givensa [3] oraz bloki opóźniające. Zależnie od konkretnego przypadku, wybrane macierze permutacji mogą przyjmować postać macierzy jednostkowej. W takim wypadku macierz taka, może być

pomijana gdyż nie wprowadza żadnych dodatkowych działań w realizacji systemu. Natomiast rotator Givensa jest to element, który realizuje następujące działanie:

$$(12) \quad \begin{bmatrix} y_1(n) \\ y_2(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) \\ \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix},$$

gdzie: $x_1(n)$, $x_2(n)$ - wejścia rotatora, $y_1(n)$, $y_2(n)$ - wyjścia rotatora.

Na rysunku 1 przedstawiono zastosowany symbol rotatora Givensa (12).



Rys. 1. Zastosowany symbol rotatora Givensa

Kolejne rotatory i bloki opóźniające łączymy zgodnie z otrzymaną realizacją (11) - pomiędzy odpowiednimi wejściami i wyjściami. Uzyskamy w ten sposób system potokowy, oparty na strukturach rotatorowych, realizujący założony filtr Laplace'a (1). Pełną strukturę tego układu zaprezentowano na rysunku 2, a w tabeli 1 zebrano parametry tej struktury.

Tabela 1. Parametry filtra rotatorowego

Element	Wartość
R ₁	sin(α ₁)=0,2527, cos(α ₁)=0,9675
R ₂	sin(α ₂)=0,5508, cos(α ₂)=-0,8346
D ₁	z ^{-H}
R ₃	sin(α ₃)=0,7952, cos(α ₃)=0,6063
R ₄	sin(α ₄)=-0,7460, cos(α ₄)=0,6659
D ₂	z ^{-H}
R ₅	sin(α ₅)=-0,4253, cos(α ₅)=0,9050
R ₆	sin(α ₆)=0,5809, cos(α ₆)=0,8140
R ₇	sin(α ₇)=0,5257, cos(α ₇)=0,8507
D ₃	z ⁻¹
R ₈	sin(α ₈)=0,9111, cos(α ₈)=0,4122
R ₉	sin(α ₉)=-0,2018, cos(α ₉)=0,9794
D ₄	z ⁻¹
R ₁₀	sin(α ₁₀)=0,2852, cos(α ₁₀)=0,9585
R ₁₁	sin(α ₁₁)=0,5387, cos(α ₁₁)=0,8425

Transmitancja naszego filtra (2) jest realizowana pomiędzy pierwszym wejściem, a pierwszym wyjściem (na dodatkowe wejścia podawany jest sygnał ≡0, natomiast dodatkowe wyjścia są pomijane). Wielkości bloków opóźniających są w tym wypadku zależne od kolejności podawania próbek obrazu 2D oraz wymiarów $H \times V$ tego obrazu. Przy realizacji systemu otrzymaliśmy współczynniki skalujące, które mogą być realizowane jako pojedynczy mnożnik o wartości $k=k_p k_v=15,011$. Ostatecznie przetworzono przykładowy obraz z tomografu komputerowego (obraz pobrany został z pliku DICOM [13]). Wyniki przedstawiono na rysunku 3. Cały system realizujący algorytm syntezy oraz obsługę pliku DICOM wykonano w środowisku Scilab [14].

Badaniami objęto również analizę w warunkach symulacyjnych przetworzonego obrazu dla różnych realizacji filtra przy skwantowanych współczynnikach (16-bitów w zapisie stałopozycyjnym). Pierwszą realizacją była klasyczna dla filtrów FIR 2D implementacja dwuwymiarowego splotu, druga to zaproponowana rotatorowa struktura potokowa (filtr ortogonalny). Dodatkowo zrealizowano też system wzorcowy działający

na pełnej (podwójnej) precyzji systemu Scilab. Wszystkie realizacje pobudzono jednakowym przykładowym obrazem (rysunek 3a). Następnie wyznaczono wartości błędów przez różnicę obrazu wynikowego z systemu wzorcowego oraz obrazów otrzymanych z systemów o kwantowanych współczynnikach. Z tak określonych błędów obliczono parametry takie jak wariancja i średnia. Wyniki zebrano w tabeli 2.

Tabela 2. Wyznaczone parametry błędów obrazu przetworzonego przez różne realizacje danego filtra.

Parametry błędów	Struktura ze splotem 2D	Potokowa struktura rotatorowa
Wariancja	$3,19 \cdot 10^{-5}$	$2,27 \cdot 10^{-5}$
Średnia	$7,8202 \cdot 10^{-3}$	$3,8539 \cdot 10^{-3}$

Analiza charakterystyk amplitudowych

W oparciu o dostępną literaturę [3, 4, 6] określić można, że filtry ortogonalne (w tym wypadku realizowane potokowo) są mniej podatne na skończoną precyzję obliczeń. Dodatkowym analizom poddano więc też charakterystyki amplitudowo-fazowe obu realizacji (splotowej i rotatorowej-ortogonalnej) przy skwantowanych współczynnikach. Jako systemy wzorcowe założono poszczególne realizacje zadanego filtra 2D (1) z pełną dostępną precyzją środowiska Scilab. Wyznaczono błędy charakterystyk zgodnie z działaniami:

$$(14) \quad \begin{aligned} A_{ROTerr}(\omega) &= A_{ROT}(\omega) - A_{ROTq}(\omega), \\ A_{CONerr}(\omega) &= A_{CON}(\omega) - A_{CONq}(\omega). \end{aligned}$$

gdzie:

$A_{ROTerr}(\omega)$, $A_{CONerr}(\omega)$ - błędy charakterystyk amplitudowych dla odpowiednio struktur rotatorowej (ortogonalnej) i splotowej,

$A_{ROT}(\omega)$, $A_{CON}(\omega)$ - charakterystyki amplitudowe wzorcowe dla odpowiednio struktur rotatorowej (ortogonalnej) i splotowej,

$A_{ROTq}(\omega)$, $A_{CONq}(\omega)$ - badane charakterystyki amplitudowe dla odpowiednio struktur rotatorowej (ortogonalnej) i splotowej o skwantowanych współczynnikach.

Z otrzymanych błędów $A_{ROTerr}(\omega)$ i $A_{CONerr}(\omega)$ wyznaczono średnią i wariancję, wyniki przedstawiono w tabeli 3.

Tabela 3. Błędy charakterystyk amplitudowych analizowanych realizacji filtra 2D (1).

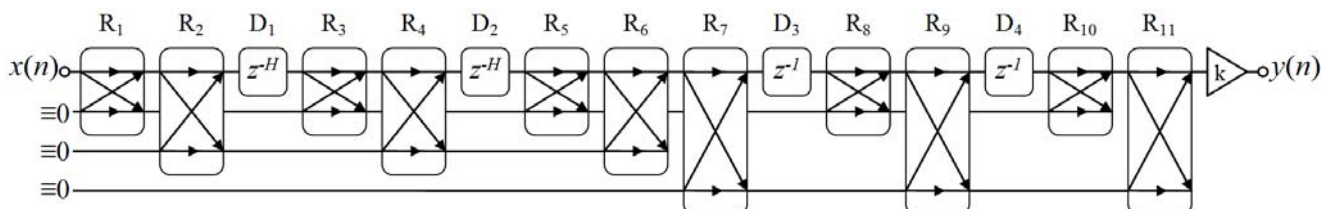
Parametry błędów	Struktura ze splotem 2D	Potokowa struktura rotatorowa
Wariancja	$7,566 \cdot 10^{-10}$	$5,373 \cdot 10^{-10}$
Średnia	$2,84 \cdot 10^{-5}$	$2,11 \cdot 10^{-5}$

Możliwości implementacji

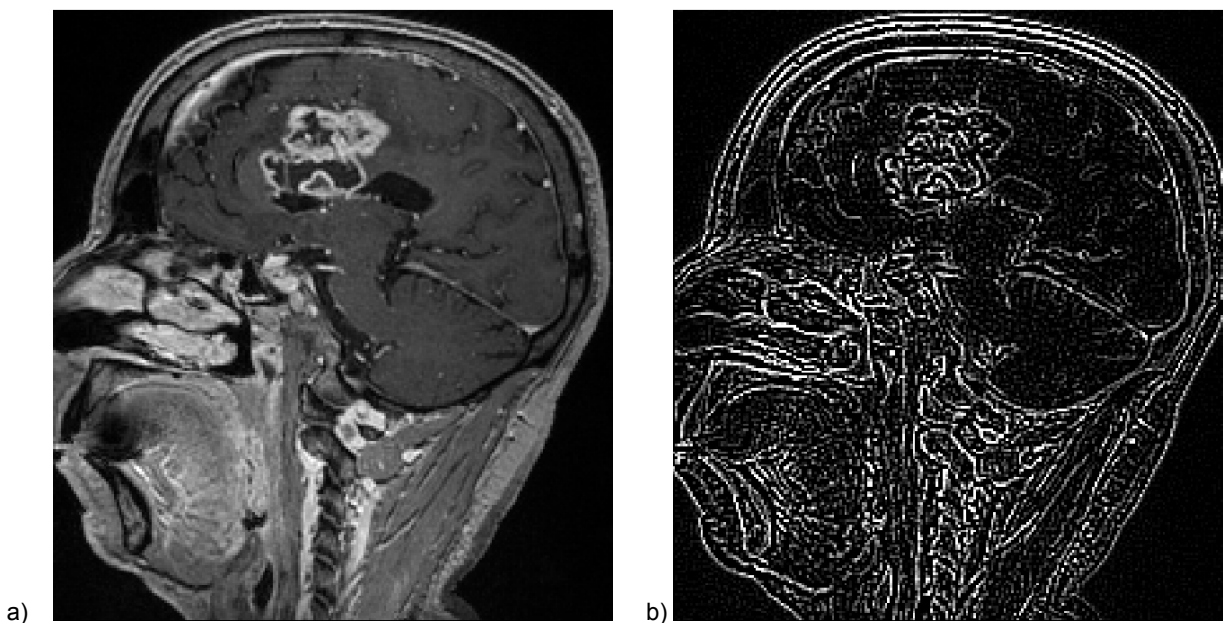
Istnieje przynajmniej kilka możliwości implementacji systemu przedstawionego na rysunku 2. Jednak najlepszym układem do realizacji systemu potokowego jest procesor FPGA. Ze względu na specyfikę działania umożliwi on równoległą realizację wielu różnych obliczeń (w tym samym momencie można wykonywać różne działania). Przedstawiona struktura rotatorowa może być realizowana poprzez właśnie jednoczesne przeliczenie wszystkich rotatorów. Wtedy w tej samej chwili rotator R₁ przelicza próbki n , rotator R₂ przelicza próbki $n-1$ itd., aż do rotatora R₁₁ który przelicza próbki $n-10$. Za sprzętową bazę do implementacji mogą posłużyć gotowe płytki prototypowe firmy TerasIC [15]. W tym momencie można zaproponować trzy rozwiązania implementacji w FPGA na płytce prototypowej:

- płytka z wejściem i wyjściem HDMI/VGA/SDI (przetwarzanie w czasie rzeczywistym obrazów z sygnału HDMI/VGA/SDI),
- samodzielny system bazujący na płytce prototypowej (obsługa obrazów zapisanych np. w pamięci FLASH, wyniki również zapisywane do pamięci)
- wykorzystanie płytek dedykowanych do podłączenia do płyty głównej komputera przez złącze np. PCI-E (płytkę z FPGA wykorzystaną jedynie do obliczeń, ogólny system może być wtedy zrealizowany niezależnie w dowolnym środowisku).

Wszystkie przedstawione rozwiązania dają możliwości zastosowania potokowych systemów rotatorowych do filtrowania obrazów medycznych (również przy współpracy z takimi urządzeniami jak ultrasonograf, tomograf komputerowy, czy rezonans magnetyczny). Przeprowadzone próby wykazały, że system taki może wykonywać przetwarzanie z próbkowaniem nawet ponad 100MHz, co pozwoli na płynne działanie również z obrazami o dużej rozdzielczości.



Rys.2. Potokowa realizacja filtra krawędziowego 2D oparta na strukturach rotatorowych



Rys.3. a) obraz medyczny 2D z TK, b) obraz przetworzony rotatorową realizacją filtra Laplace'a

Podsumowanie

W artykule przedstawiono potokową realizację filtra Laplace'a 2D w oparciu o struktury rotatorowe realizujące filtr ortogonalny. W ramach próby przetworzone zostały przykładowe obrazy medyczne. Obraz przetworzony przez system rotatorowy okazał się mieć 3 błędy (średnia i wariancja) niż odpowiadająca jej realizacja ze splotem dwuwymiarowych przy skwantowanych współczynnikach (tabela 2). Jednocześnie przeanalizowano błędy charakterystyk amplitudowych wynikające ze skończonej precyzji zapisu współczynników. Ponownie wzięto pod uwagę przedstawioną realizację ortogonalną oraz klasyczny splot 2D. Wyniki przedstawione w tabeli 3 potwierdzają, że opracowana rotatorowa implementacja filtra (rysunek 2) ma mniejszą wrażliwość charakterystyki amplitudowej na kwantowanie współczynników.

Zaproponowano różne możliwości implementacji sprzętowej przy wykorzystaniu procesora FPGA oraz przy współpracy z medycznymi urządzeniami do obrazowania (TK, USG,

RM). Podobne systemy sprawdziły się również przy astrofotografii [16, 17, 18]. Prowadzone są również badania nad rotatorowymi filtrami 3D [19, 20]. W związku z tym planuje się dalsze prace nad implementacją i działaniem potokowych systemów ortogonalnych 2D i 3D bezpośrednio w urządzeniach medycznych.

Autorzy: dr inż. Paweł Poczekajło, Politechnika Koszalińska, Wydział Elektroniki i Informatyki, ul. Śniadeckich 2, 75-453 Koszalin, E-mail: pawel.poczekajlo@tu.koszalin.pl; dr hab inż. Robert Suszyński, Politechnika Koszalińska, Wydział Elektroniki i Informatyki, ul. Śniadeckich 2, 75-453 Koszalin, E-mail: robert.suszynski@tu.koszalin.pl.

LITERATURA

- [1] Fettweis A., Digital filter structures related to classical filter networks, AEU, vol. 25, no. 2 (1971), pp. 79-89.
- [2] Henrot D., Mullis C. T., "A modular and orthogonal digital filter structure for parallel processing", Proc. ICASSP'83, 1983, pp. 623-626.

- [3] Vaidyanathan P.P., *Multirate Systems And Filter Banks*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey (1993). ISBN: 81-7758-942-3
- [4] E. Deprettere, "Synthesis and fixed-point implementation of pipelined true orthogonal filters", ICASSP '83. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1983, pp. 217-220. DOI: 10.1109/ICASSP.1983.1172177
- [5] Danković N., Antić D., Nikolić S., Milojković M., P. Staniša, New class of digital malmquist-type orthogonal filters based on the generalized inner product application to the modeling dpcm system, *Mechanical Engineering*, vol. 17, no. 3 (2019), pp. 385-396. DOI: 10.22190/FUME190327034D
- [6] Valkova-Jarvis Z., Stoynov V., Mihaylova D., Designing Efficient Bilinear Bicomplex Orthogonal Digital Filters, *IEEE Microwave Theory and Techniques in Wireless Communications (MTTW)*, Riga, Latvia 2019, pp. 5-8. DOI: 10.1109/MTTW.2019.8897273
- [7] Dewilde P., The Power of Orthogonal Filtering, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 18, no. 4, pp. 70-C3, Fourthquarter 2018. DOI: 10.1109/MCAS.2018.2872668
- [8] Wirski R., On the realization of 2-D orthogonal state-space systems, *Signal Processing*, 88(2008), nr. 11, pp. 2747-2753. DOI: 10.1016/j.sigpro.2008.05.018
- [9] Wirski R., Synthesis and Realization of Two-Dimensional Separable Denominator Orthogonal Systems via Decomposition Into 1-D Systems, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 66(2019), nr. 11, pp. 4309 - 4322. DOI: 10.1109/TCSI.2019.2927673
- [10] Wirski R., Synthesis of 2-D State-Space Equations for Orthogonal Separable Denominator Systems, *International Conference on Signals and Electronic Systems (ICSES)*, Wrocław 2010, pp. 285-288.
- [11] Roesser R.P., A discrete state-space model for linear image processing, *IEEE Trans. Automat. Control*, 20 (1975), nt. 1, pp. 1-10.
- [12] Golub G. H., Van Loan C. F., *Matrix Computations* (3rd ed.), The Johns Hopkins Univ. Press, Baltimore (1996).
- [13] Online, OsiriX | DICOM Image Library, <http://www.osirix-viewer.com/resources/dicom-image-library/>
- [14] Online, Home - SCILAB, <https://www.scilab.org/>
- [15] Online, Terasic Inc. - Expertise in FPGA/ASIC Design, <http://www.terasic.com.tw/en/>
- [16] Suszynski R., Wawryn K., Wirski, R., 2D Image Processing for Auto-guiding System, in Proc. of 2011 IEEE 54th *International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Seul 2011. DOI: 10.1109/MWSCAS.2011.6026368
- [17] Suszynski R., Wawryn K., Wirski, R., 2D signal processing for identification and tracking moving object, *Przegląd Elektrotechniczny*, vol. 87, iss. 10, 2011, pp. 126-129.
- [18] Suszynski R., Digital processing of CCD images for auto-guiding astrophotography system, *15th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits Systems (MIXDES)*, Poznan 2008, pp. 559-562.
- [19] Poczekajto P., Wawryn K., Algorithm for Realisation, Parameter Analysis, and Measurement of Pipelined Separable 3D Finite Impulse Response Filters Composed of Givens Rotation Structures, *IET Signal Processing*, 12 (2018), nr. 7, pp. 857-867. DOI: 10.1049/iet-spr.2017.0450
- [20] Poczekajto P., Wawryn K., Hardware implementation of 3D pipelined laplace filter based on rotation structures, *24th International Conference on Mixed Design of Integrated Circuits Systems (MIXDES)*, Bydgoszcz 2017, pp. 276-280. DOI: 10.23919/MIXDES.2017.8005215