

## Аппаратная реализация трёхмерного фильтра

*А.В. Бондаренко*<sup>1</sup>, *И.В. Докучаев*<sup>1</sup>, *В.Н. Дрынкин*<sup>2</sup>, *Т.И. Царёва*,<sup>2</sup>

*М.А. Бондаренко*<sup>3</sup>

<sup>1</sup> ООО «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ», Москва

<sup>2</sup> Федеральное государственное унитарное предприятие «Гос. НИИ  
Авиационных систем» (ФГУП «ГосНИИАС»), Москва

<sup>3</sup> Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова,  
факультет Вычислительной Математики и Кибернетики

*Предлагается фундаментальный подход к проектированию цифровых фильтров на примере трёхмерного фильтра нижних частот, предназначенного для фильтрации видеопотока в реальном времени, и его адаптация для аппаратной реализации на базе видеопроцессора **RT-853VP**, который научно-производственная фирма «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ» планирует выпустить в течение 2013 года.*

*Ключевые слова:* цифровая фильтрация, интерполирующий фильтр нижних частот, видеопроцессор реального времени.

Бондаренко Андрей Викторович – генеральный директор, e-mail: [raster-msk@mtu-net.ru](mailto:raster-msk@mtu-net.ru).

Докучаев Игорь Вадимович – главный специалист, e-mail: [olga\\_igor@mail.ru](mailto:olga_igor@mail.ru).

Дрынкин Владимир Николаевич – начальник сектора, e-mail: [drynkinv@gosniias.ru](mailto:drynkinv@gosniias.ru).

Царева Татьяна Игоревна – с. н. с., кандидат биологических наук, e-mail: [tsareva@gosniias.ru](mailto:tsareva@gosniias.ru).

Бондаренко Максим Андреевич – аспирант, e-mail: [max.bond@bk.ru](mailto:max.bond@bk.ru).

### 3D filter hardware realization

*A. V. Bondarenko*<sup>1</sup>, *I. V. Dokuchaev*<sup>1</sup>, *V. N. Drynkin*<sup>2</sup>, *T. I. Tsareva*<sup>2</sup>,

*M. A. Bondarenko*<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Raster Technology Co. Ltd, Moscow

<sup>2</sup> State research institute of aviation systems (FGUP “GosNIIAS”), Moscow

<sup>3</sup> Lomonosov Moscow State University, the faculty of Computational Mathematics  
and Cybernetics

*The fundamental approach to the design of digital filters is proposed. 3D low-pass digital filter for real time video stream filtering and its adaptation for hardware realization based on the **RT-853VP** frame grabber are considered. During the year, Raster Technology Company has planning to release the **RT-853VP** frame grabber.*

*Keywords:* digital filtering, interpolation low-pass filter, frame grabber.

Bondarenko Andrey V. – general director, e-mail: [raster-msk@mtu-net.ru](mailto:raster-msk@mtu-net.ru).

Dokuchaev Igor V. – chief specialist, [olga\\_igor@mail.ru](mailto:olga_igor@mail.ru).

Drynkin Vladimir N. – sector head, e-mail: [drynkinv@gosniias.ru](mailto:drynkinv@gosniias.ru).

Tsareva Tatiana I. – Ph. D., senior researcher, e-mail: [tsareva@gosniias.ru](mailto:tsareva@gosniias.ru).

Bondarenko Maxim A. – post-graduate student, [max.bond@bk.ru](mailto:max.bond@bk.ru).

## **Введение**

К настоящему времени, несмотря на широкое развитие способов и средств цифровой обработки изображений, вопрос оптимальной фильтрации цифрового многомерного сигнала остаётся открытым. Многие исследователи в области цифровой обработки изображений ограничиваются эмпирическим подходом, заключающимся в переборе коэффициентов импульсных характеристик двумерных цифровых фильтров и в переборе последовательности применения имеющихся фильтров. Более продвинутый вариант эмпирического подхода заключается в поиске комбинации характеристик фильтров, на которой достигается минимизация некоторого функционала информативности или энергии. Однако даже если вышеописанные подходы и дают существенные улучшения качества выходного изображения, они не дают понимания сущности фильтрации, не дают представления о её оптимальных теоретических пределах и не позволяют получить универсальный подход. Помимо сказанного, большинство исследователей не учитывают все степени свободы обрабатываемой информации, тогда как переход к многомерным методам обработки изображений, обладающим бóльшим числом степеней свободы, придаёт системам бóльшую гибкость [Даджион, Мерсеро, 1998].

### **Исследование свойств источника и получателя изображений**

Вопросы фильтрации телевизионных (ТВ) изображений фундаментально связаны с особенностями частотных свойств источника и получателя сообщений [Цуккерман, 1981]. Возникает вопрос, почему связаны фундаментально, ведь мы можем создать робота, сенсоры которого «видят» окружающий мир иначе. Ответ вполне очевиден: любую даже самую автономную систему изначально проектируют люди, которые руководствуются человеческим восприятием мира, а никак не чем-то иным.

Экспериментальные исследования показывают, что разрешающая способность глаза зависит от ориентации штриховой миры или разрывов в

кольцах Ландольта. Известно, что пространственно-частотная характеристика (ПЧХ) зрения приблизительно повторяет форму энергетического спектра пространственных частот реальных изображений (рис. 1). Как правило, изолинии энергетического спектра реальных изображений отличаются от окружностей и скорее напоминают ромб, оси симметрий которого совпадают с осями частотной плоскости [Цуккерман, 1981]. Можно предположить, что анизотропия спектров реальных изображений связана с тем, что реальные объекты находятся в поле земного тяготения, из-за чего приобретают горизонтальные и вертикальные контуры.

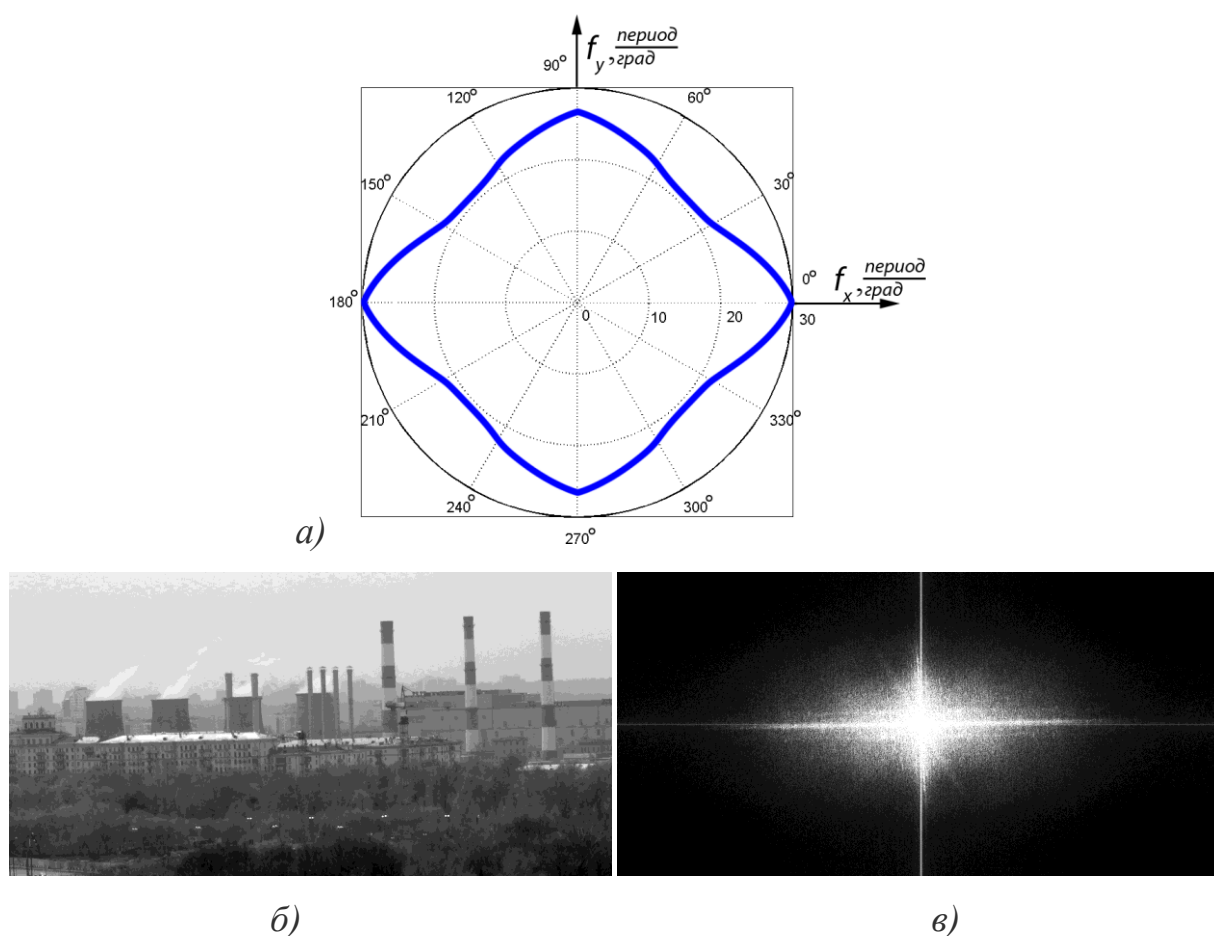


Рис. 1. Границы усредненной ПЧХ зрения человека (а) и амплитудный спектр (в) реального изображения (б)

Как видно из рисунка 1 а) свойства зрения в области верхних пространственных частот существенно анизотропны, т.е. глаз практически не воспринимает мелкие одновременно в двух направлениях детали изображения.

Кроме того теоретические и экспериментальные результаты свидетельствуют о существенной анизотропии зрения в области пространственно-временных частот. Время накопления в зрительной системе близко к 0,1 с. При этом глаз не различает мелкие и одновременно быстро движущиеся объекты. Этим же могут быть объяснены известные данные о понижении чувствительности получателя к шумам квантования и цвету мелких подвижных деталей изображения.

Отмеченные обстоятельства позволяют предположить, что анизотропия свойств источника и получателя сообщений обусловлена наиболее общими особенностями реальных изображений и принципами их обработки в зрительной системе. На этом основании спектр реальных ТВ сообщений может быть ограничен областью  $D$ , представляющую собой октаэдр:

$$D: |v_x| + |v_y| + |v_t| = a, \quad (1)$$

где  $a \leq 1$ ;  $v_x, v_y, v_t$  – нормированные относительно верхних граничных значений соответственно горизонтальные, вертикальные и временные частоты, принимающие значения от 0 до 1.

### **Синтез трёхмерного фильтра**

Задача восстановления непрерывного ТВ изображения из дискретного потока входных данных, представляющего собой меняющуюся во времени последовательность двумерных изображений, неразрывно связана с синтезом трёхмерного интерполирующего фильтра нижних частот (ФНЧ), область пропускания которого должна быть согласована со спектром (1) ТВ изображения [Бородянский, 1983]. Примем с учётом практической реализации  $a = 0,8$  и воспользуемся методом синтеза многомерных рекурсивно-нерекурсивных фильтров [Бородянский, Дрынкин, 1986]. Особенностью этих фильтров является то, что при сравнительно небольших аппаратных затратах они позволяют довольно точно получить требуемую конфигурацию области пропускания.

Учитывая, что для реализации пространственно-временных фильтров требуются устройства задержки на кадр, ограничимся трёхмерным фильтром первого порядка с фиксированным нулём передаточной функции  $z_0 = -1$  на основе Чебышевского одномерного аналогового прототипа, имеющего один вещественный полюс  $w_p$ .

Синтезируемый фильтр представляет собой каскадное включение трёхмерного, двумерного и одномерного звеньев:

$$K(v_x, v_y, v_t) = K(v_t, \varphi_t(v_x, v_y)) K(v_y, \varphi_y(v_x)) K(v_x). \quad (2)$$

Конфигурация области прозрачности синтезируемого фильтра в направлении временных частот  $v_t$  полностью определяется трёхмерным рекурсивным звеном

$$K(v_t, \varphi_t(v_x, v_y)) = \frac{0,5(1+e^{-i\pi v_t})}{1-\beta(v_x, v_y)e^{-i\pi v_t}} [1 - \beta(v_x, v_y)], \quad (3)$$

$$\text{где } \beta(v_x, v_y) = \frac{\operatorname{ctg} \frac{\pi(a-v_x-v_y)}{2} + w_p}{\operatorname{ctg} \frac{\pi(a-v_x-v_y)}{2} - w_p} \quad (4)$$

представляет собой ПЧХ двумерной нерекурсивной цепи обратной связи. Для получения практически реализуемой структуры этой цепи аппроксимируем (4) двумерным тригонометрическим рядом:

$$\tilde{\beta}(v_x, v_y) = \gamma b(0,0) + 2b(1,0) \cos(\pi v_x) + 2b(0,1) \cos(\pi v_y) + 4b(1,1) \cos(\pi v_x) \cos(\pi v_y), \quad (5)$$

где  $b(i, j)$  определяются с помощью двумерного обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ) относительно (4).

Учитывая, что  $a = 0.8$ , а Чебышевский аналоговый прототип при неравномерности частотной характеристики в полосе пропускания  $\delta = 1$  дБ имеет  $w_p = -1,9652267$  [Альбац, 1963], с учётом (4) и (5) получим

$$\tilde{\beta}(v_x, v_y) = 0,656\gamma + 2 \cdot 0,156(\cos(\pi v_x) + \cos(\pi v_y)) + 4 \cdot 0,109 \cos(\pi v_x) \cos(\pi v_y). \quad (6)$$

Коэффициент  $\gamma$  выбирается из соображений обеспечения устойчивости синтезируемого фильтра. В данном случае  $\gamma = 0,81$ .

Учитывая, что плоскость изображения  $(v_x, v_y)$  наиболее чувствительна к фазовым искажениям, формирование области пропускания  $D$

синтезируемого ФНЧ в направлении поперечных частот  $|v_y| \leq a - |v_x|$  осуществим двумерной нерекурсивной цепью коррекции с линейной фазовой характеристикой. С этой целью двумерное звено  $K(v_y, \varphi_y(v_x))$  выражения (2) определим в виде двумерного нерекурсивного ФНЧ с ПЧХ вида:

$$K(v_y, \varphi_y(v_x)) = 0,625 + 0,25(\cos(\pi v_x) + \cos(\pi v_y)) - 0,125 \cos(\pi v_x) \cos(\pi v_y). \quad (7)$$

Коэффициенты этого ряда выбраны с учётом обеспечения наиболее равномерной в области пропускания характеристики фильтра и, в то же время нежелательностью потерь разрешающей способности системы в продольном и поперечном направлениях. Кроме того это звено обеспечивает нулевой коэффициент передачи в частотной области  $(|v_x|, |v_y|, |v_t|) = (1,1,0)$ , где нежелательные продукты дискретизации и высокочастотные помехи могут иметь наибольшую интенсивность.

Одномерное звено  $K(v_x)$  выражения (2) задает частоту среза синтезируемого фильтра в направлении частот  $v_x$  и для фильтра первого порядка имеет вид

$$K(v_x) = \frac{0,5(1+e^{-i\pi v_x})}{1-\beta e^{-i\pi v_x}} [1 - \beta], \quad (8)$$

где с учётом сделанных выше допущений

$$\beta = \frac{\operatorname{ctg} \frac{\pi a}{2} + w_p}{\operatorname{ctg} \frac{\pi a}{2} - w_p} = -0,716. \quad (9)$$

Результирующая ПЧХ трёхмерного рекурсивно-нерекурсивного ФНЧ показана на рис. 2 в виде поверхности уровня  $K(v_x, v_y, v_t) = 0,8$  для положительного октанта области нормированных частот. Степень практического соответствия требуемой и получаемой конфигураций области прозрачности будет определяться точностью аппроксимации частотных характеристик нерекурсивных фильтров обратных связей и, следовательно, протяженностью импульсных характеристик этих фильтров [Бородянский, Дрынкин, 1986].

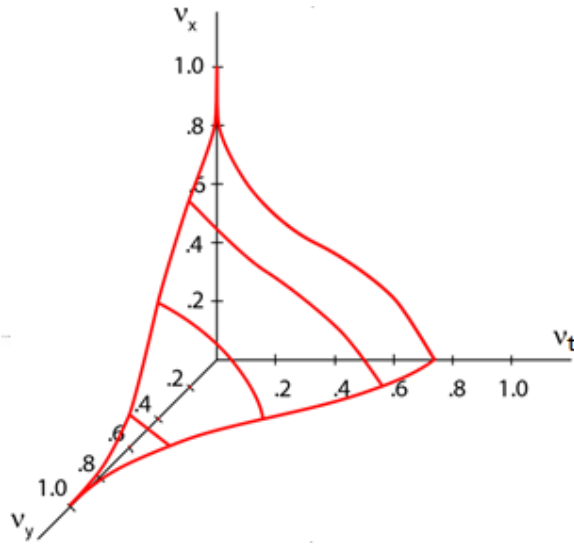


Рис. 2. ПЧХ синтезированного трехмерного ФНЧ

### Реализация трёхмерного фильтра

С целью построения структурной схемы фильтра воспользуемся  $z$ -преобразованием на единичной окружности [Рабинер Л., Гоулд Б., 1978]:

$$z = e^{i\pi\nu}. \quad (10)$$

Тогда на основании формулы Эйлера  $e^{i\pi\nu} = \cos(\pi\nu) + i \sin(\pi\nu)$  получим

$$\cos(\pi\nu) = \frac{z+z^{-1}}{2}. \quad (11)$$

С учётом (2), (3), (6) – (11) передаточная функция синтезируемого фильтра будет иметь окончательный вид:

$$H(z_x, z_y, z_t) = H(z_t, \beta(z_x, z_y)) H(z_x, z_y) H(z_x), \quad (12)$$

$$\text{где } H(z_t, \beta(z_x, z_y)) = \frac{0,5(1+z_t^{-1})}{1-\beta(z_x, z_y)z_t^{-1}} [1 - \beta(z_x, z_y)] \quad (13)$$

$$\beta(z_x, z_y) = 0,531 - 0,156(z_x + z_x^{-1} + z_y + z_y^{-1}) - 0,109(z_x + z_x^{-1})(z_y + z_y^{-1}), \quad (14)$$

$$H(z_x, z_y) = 0,625 - 0,125(z_x + z_x^{-1} + z_y + z_y^{-1}) - 0,03125(z_x + z_x^{-1})(z_y + z_y^{-1}), \quad (15)$$

$$H(z_x) = 0,858 \frac{1+z_x^{-1}}{1+0,716z_x^{-1}}. \quad (16)$$

Передаточная функция однозначно определяет структуру фильтра [Рабинер Л., Гоулд Б., 1978]. Примем во внимание, что  $z_x$  и  $z_x^{-1}$  представляют собой задержки сигнала на элементы изображения (будем

реализовывать их как временные задержки);  $z_y$  и  $z_y^{-1}$  – задержки на строки;  $z_t^{-1}$  – задержка на кадр; весовые коэффициенты – умножители; знаки сложения и вычитания – сумматоры; знаки умножения – прямые связи между функциональными элементами (ФЭ) в схеме и знаки деления – обратные связи. С учётом этих замечаний введём условные обозначения основных элементов синтезируемого фильтра (рис. 3) и согласно передаточной функции (12) – (16) получим структурную схему фильтра, изображенную на рис. 4, 5.

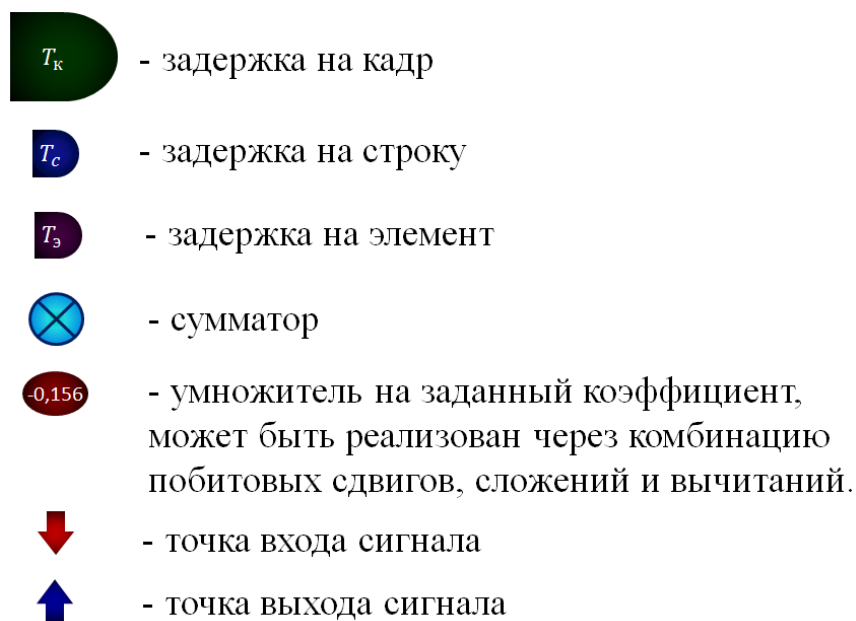


Рис. 3. Условные обозначения структурной схемы фильтра

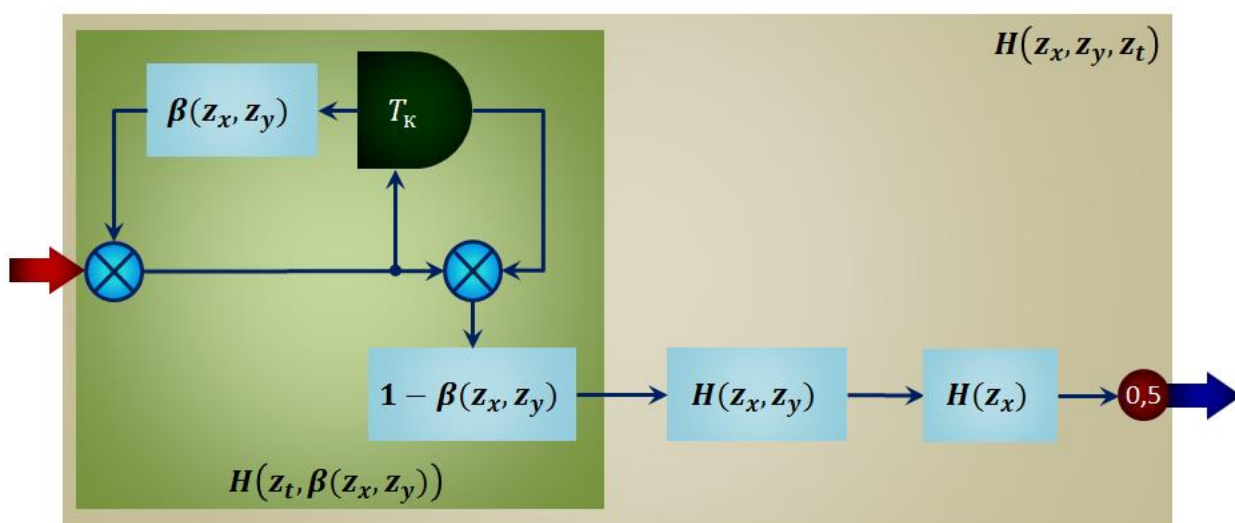


Рис. 4. Общая структурная схема фильтра



На рис. 4 наглядно представлена мерность структуры фильтра:

- $H(z_t, \beta(z_x, z_y))$  – трёхмерное звено передаточной функции  $H(z_x, z_y, z_t)$ ,
- $H(z_x, z_y)$  – двумерное звено  $H(z_x, z_y, z_t)$ ,
- $H(z_x)$  – одномерное звено  $H(z_x, z_y, z_t)$ .

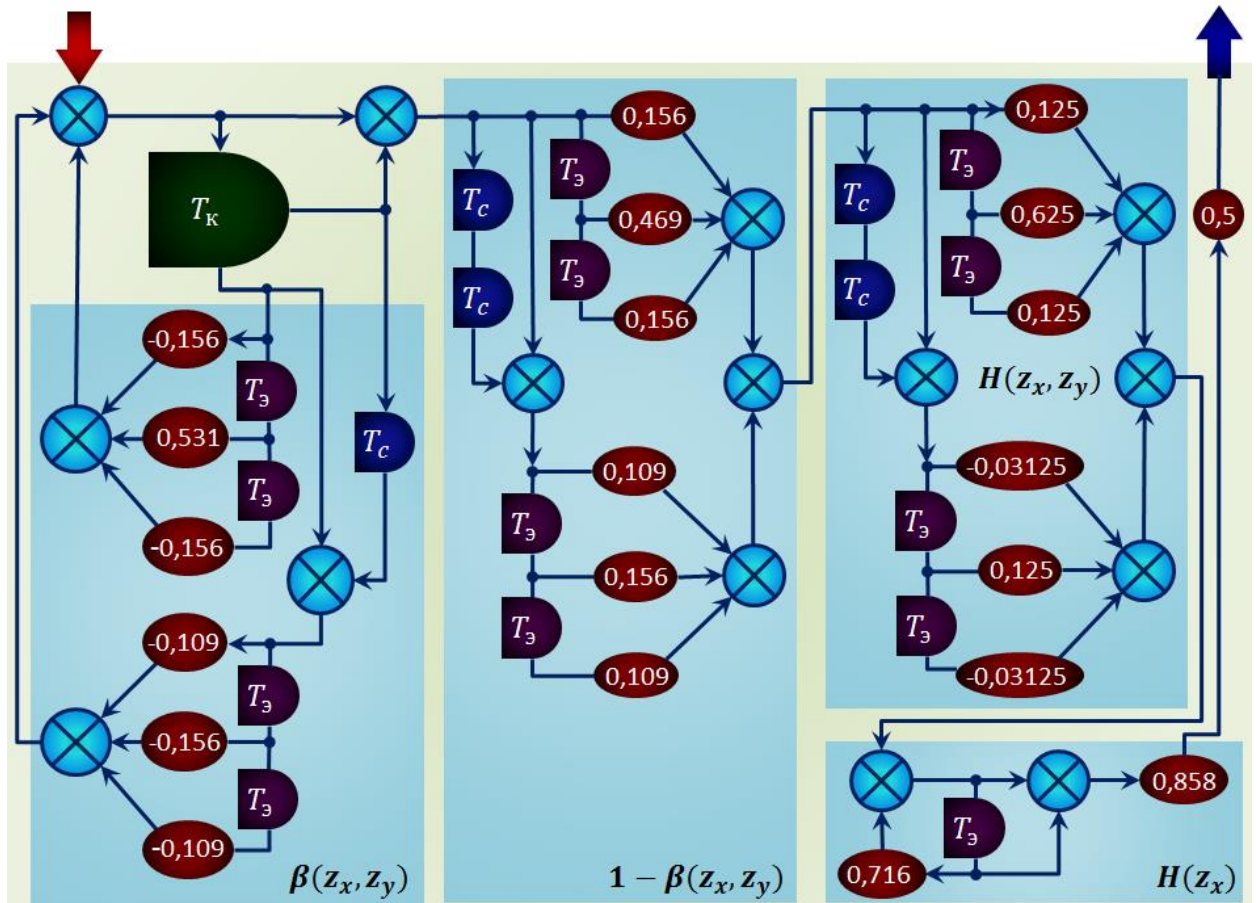


Рис. 5. Структурная схема трёхмерного фильтра

### Особенности разработанного фильтра

Низкая чувствительность рекурсивно-нерекурсивной структуры фильтра [Бородянский, Дрынкин, 1986] к квантованию коэффициентов его импульсной характеристики позволяет заменить трудоёмкие операции цифрового умножения поразрядным сдвигом со сложением, что обеспечивает эффективную обработку информации в реальном времени.

Фильтр оптимален в смысле согласованности его ПЧХ со спектрами реальных изображений.

Сравнительно небольшие аппаратные затраты при реализации: требуется память всего на один кадр.

### Особенности аппаратной реализации

С учётом особенностей разработанного фильтра, в данной реализации операции умножения заменяются на комбинации сдвигов и сложений следующим образом:

$$0,5 \cdot x = \frac{1}{2} \cdot x = x \gg 1,$$

$$0,125 \cdot x = \frac{1}{8} \cdot x = x \gg 3,$$

$$0,03125 \cdot x = \frac{1}{32} \cdot x = x \gg 5,$$

$$0,625 \cdot x = \frac{5}{8} \cdot x = x \cdot \frac{1}{2} + x \cdot \frac{1}{8} = x \gg 1 + x \gg 3,$$

$$0,156 \cdot x = \frac{5}{32} \cdot x - 0,00025 \cdot x \approx x \cdot \frac{1}{8} + x \cdot \frac{1}{32} = x \gg 3 + x \gg 5,$$

$$0,531 \cdot x = \frac{17}{32} \cdot x - 0,00025 \cdot x \approx x \cdot \frac{1}{2} + x \cdot \frac{1}{32} = x \gg 1 + x \gg 5,$$

$$0,469 \cdot x = \frac{15}{32} \cdot x + 0,00025 \cdot x \approx x \cdot \frac{1}{2} - x \cdot \frac{1}{32} = x \gg 1 - x \gg 5,$$

$$0,109 \cdot x = \frac{7}{64} \cdot x - 0,000375 \cdot x \approx x \cdot \frac{1}{8} - x \cdot \frac{1}{64} = x \gg 3 - x \gg 6,$$

$$0,716 \cdot x = \frac{23}{32} \cdot x - 0,00275 \cdot x \approx x - x \cdot \frac{1}{4} - x \cdot \frac{1}{32} = x - x \gg 2 - x \gg 5,$$

$$0,858 \cdot x = \frac{55}{64} \cdot x - 0,001375 \cdot x \approx x - x \cdot \frac{1}{8} - x \cdot \frac{1}{64} = x - x \gg 3 - x \gg 6.$$

Аппаратная реализация фильтра отработывалась на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) EP3C25F324C6 семейства Cyclone III фирмы Altera. Программирование ПЛИС осуществлялось на универсальном языке описания аппаратуры Verilog HDL при помощи среды разработки Quartus II версии 12.1.

Разрядность сигнала и ФЭ определяется разрядностью общей шины видеопроцессора **RT-853VP** и его драйвером и составляет 32 бита. В ходе реализации было задействовано около 1800 логических вентилей ПЛИС из

24624, т. е. примерно 7,4% от общего числа, и 67 ног микросхемы из 216. Результат компиляции проекта трёхмерного фильтра показан на рис. 6.

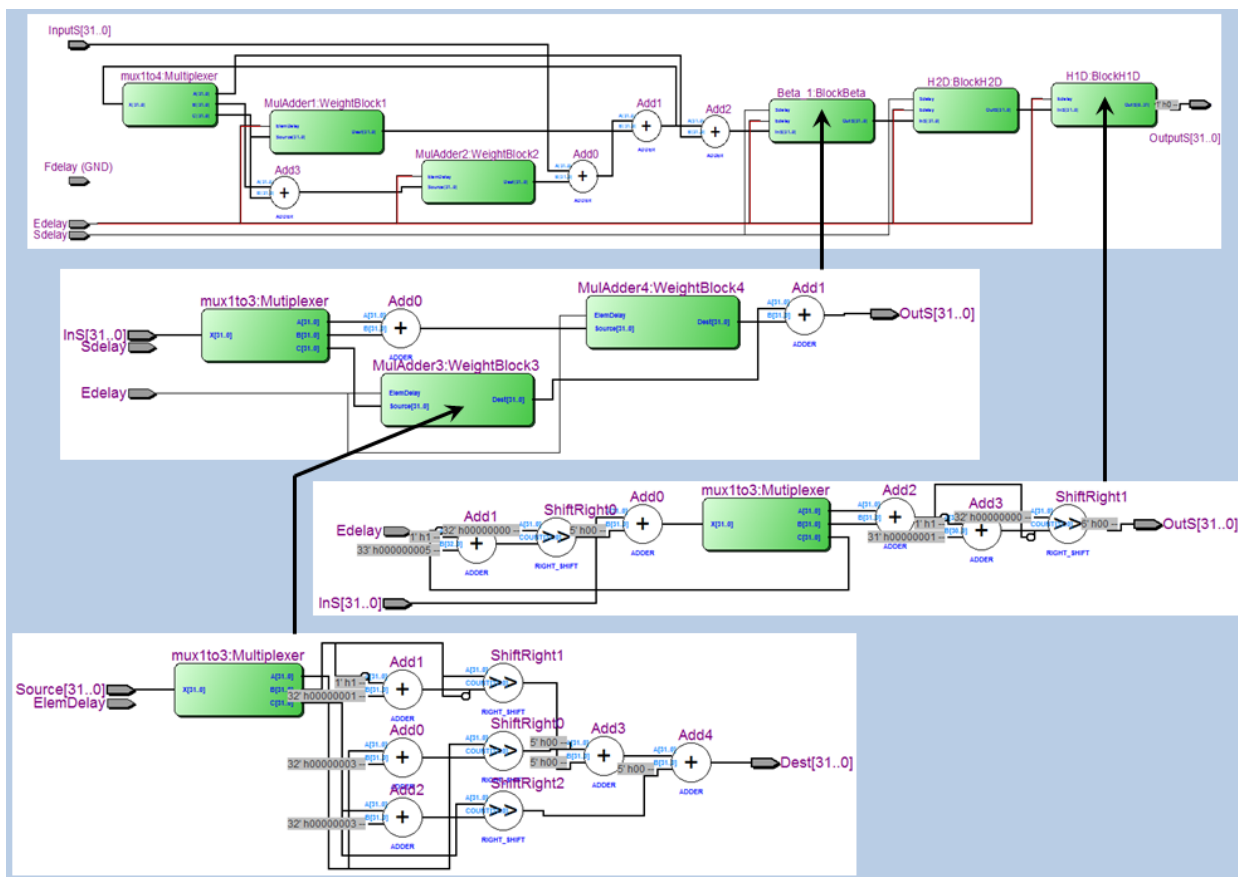


Рис. 6. Результат компиляции трёхмерного фильтра

В предлагаемой реализации фильтра на вход подаётся 32-битный сигнал (InputS), время (в тактах ПЛИС) задержки на элемент (Edelay), на строку (Sdelay) и на кадр изображения (Fdelay), на выходе – отфильтрованный сигнал (OutputS) – рис. 6.

Для внедрения разработанного трёхмерного фильтра в общий проект необходимо решить ещё ряд технических вопросов, в частности, реализовать глобальную синхронизацию фильтра. Внедрение предполагается осуществлять на ПЛИС фирмы Altera семейства Cyclone IV на видеопроцессоре реального времени **RT-853VP** – новой разработке фирмы «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ» [Rastr.net, 2013], рис.6.

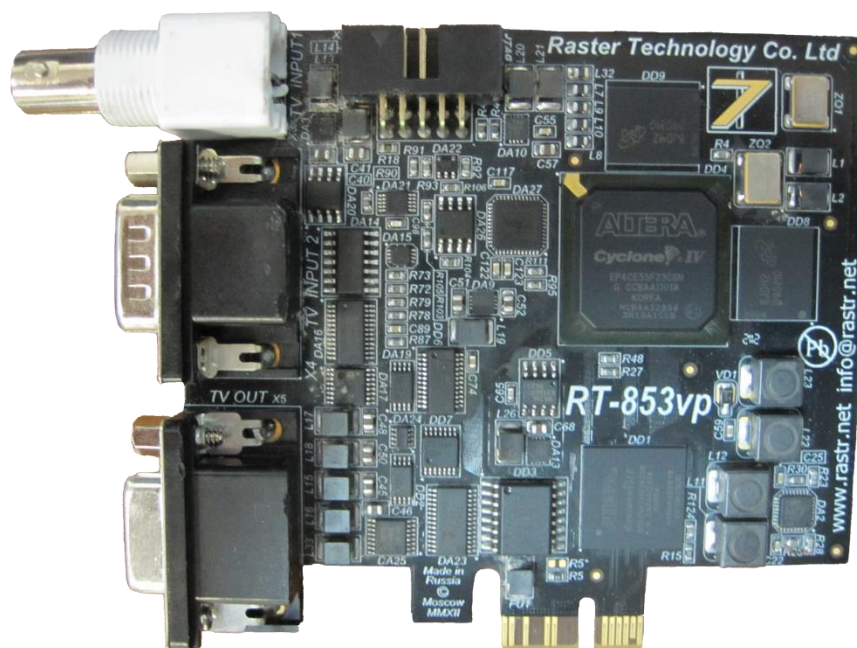


Рис. 6. Видеопроцессор **RT-853VP**

### Результаты моделирования

На рис. 7 представлены результаты моделирования в среде MathLab работы разработанного фильтра в сравнении с традиционным шумоподавлением путём усреднения 4-х кадров, аппаратно реализованным в устройствах [Rastr.net, 2005] и [Rastr.net, 2012].

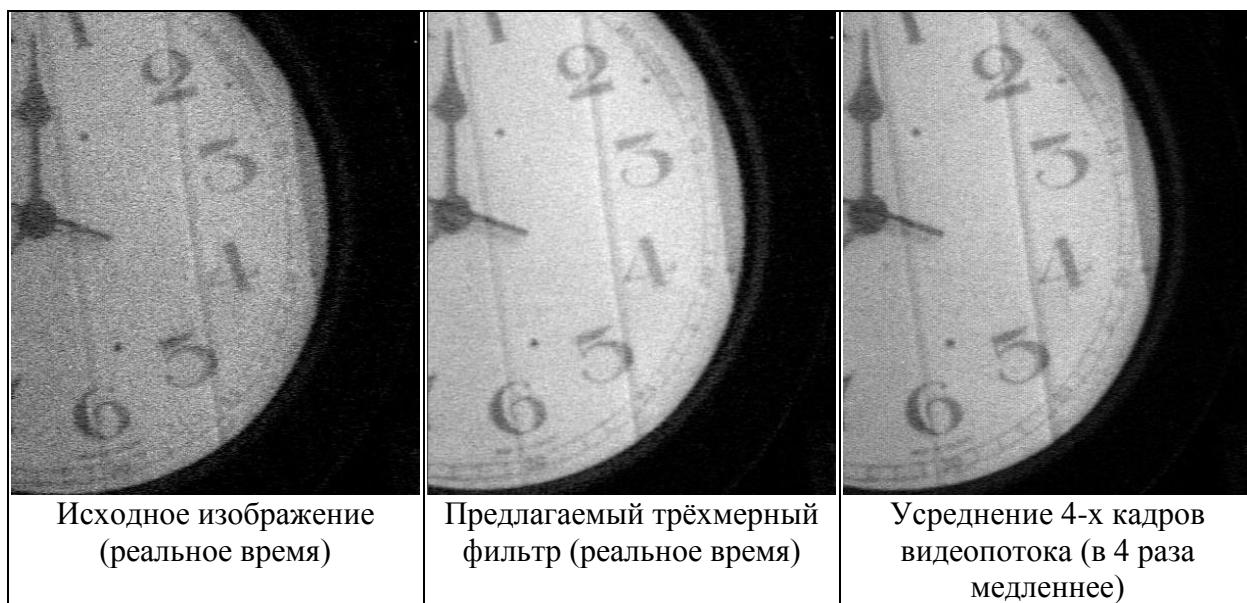


Рис. 7. Пример фильтрации изображения

Как показало моделирование, предлагаемый фильтр «насыщается» за 2-4 кадра видеопотока, что позволяет осуществлять более эффективную по

сравнению с традиционными одномерными усредняющими фильтрами фильтрацию движущихся сцен.

### Литература

[Альбац, 1963] *Альбац М.Е.* Справочник по расчету фильтров и линий задержки. – М. – Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 200 с.

[Бородянский, 1983] *Бородянский А.А.* Оптимальная дискретизация движущихся изображений // *Электросвязь*. – 1983. – №3. – С. 35-39.

[Бородянский, Дрынкин, 1986] *Бородянский А.А., Дрынкин В.Н.* Синтез многомерных рекурсивно-нерекурсивных фильтров// *Радиотехника*, 1986, №4. – С. 47-51.

[Рабинер Л., Гоулд Б., 1978] *Рабинер Л., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. – Пер с англ. – М.: Мир, 1978. – 848 с.

[Цуккерман, 1981] *Цифровое кодирование телевизионных изображений / Под ред. Цуккермана И.И.* – М.: Радио и связь. – 1981. – 240 с.

[Rastr.net, 2005] Цифровая телевизионная камера **RT-1000DC** [Электронный ресурс]. М., 2005. Режим доступа: URL:

<http://rastr.net/product/digit-cam/rt-xdc-platform/rt-1000dc.html>

[Rastr.net, 2012] Видеопроцессор **RT-827VP** [Электронный ресурс]. М., 2012.

Режим доступа: URL: <http://rastr.net/product/video-proc/rt827vp.html>

[Rastr.net, 2013] Начата отладка нового мультимедийного видеопроцессора **RT-853VP** [Электронный ресурс]. М., 2013. Режим доступа: URL

<http://rastr.net/history-2012.html>