

# КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ЦИФРОВЫХ ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Трубин И.С., Тихонов И.Е.

Вятский государственный университет,  
кафедра радиоэлектронных средств  
610000, г. Киров, ул. Московская д.36, e-mail: [res@riac.ru](mailto:res@riac.ru)

Планируемый переход в ближайшие годы на цифровое телевизионное вещание способствует развитию методов цифровой обработки изображений, ориентированных на работу в реальном масштабе времени. В тех случаях, когда необходима предварительная фильтрация цифрового изображения от шумов, работа устройств фильтрации должна обеспечивать обработку в темпе поступления данных об изображении. Полутоновые (телевизионные) изображения обладают большой статистической избыточностью как внутри кадра, так и между кадрами. Поэтому в данной работе авторы поставили задачу синтезировать алгоритм фильтрации, учитывающий пространственную и временную статистическую избыточность телевизионного изображения и обладающий минимальными требованиями к вычислительным затратам.

Используя аппроксимацию последовательности кадров полутонного изображения в виде трехмерного марковского поля в работе [1] синтезировано оптимальное приемное устройство (ПУ) для нелинейной пространственно-временной фильтрации. Анализ структуры ПУ показал, что блоки, реализующие вычисление  $z_v(\cdot)$ ,  $v = \overline{1, 7}$  функций, являются наиболее затратными с точки зрения вычислительных ресурсов. Для синтеза устройств фильтрации, работающих в реальном масштабе времени, необходимо найти аппроксимацию, упрощающую реализацию данных блоков.

Исследование уравнения фильтрации, полученного одним из авторов в [1], показало, что в слагаемых  $z_v(\cdot)$ ,  $v = \overline{1, 7}$  содержится вся априорная информация о принимаемом элементе изображения. Для сильно зависимых состояний, когда одношаговые вероятности перехода

$\pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)} \ll 0,5$ ; ( $\alpha \neq \beta$ ;  $v = \overline{1-7}$ ) и малых ошибках фильтрации, т.е. при выполнении условий  $\pi_{\alpha\beta}^{(l)} \cdot \exp\{u^{(l)}(q, r, n)\} \gg 1$ ; ( $\alpha \neq \beta$ ;  $\alpha, \beta = \overline{1, 2}$ ;  $q = i-1, i$ ;  $r = j-1, j$ ;  $n = t-1, t$ ) выражение для  $z_v^{(l)}(u^{(l)}(q, r, n), \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)})$  можно упростить:

$$z_v^{(l)}(u^{(l)}(q, r, n), \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}) \approx -u^{(l)}(q, r, n) + \ln\left(\frac{\pi_{(v)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}}\right) (\alpha \neq \beta), \text{ если } \frac{p_1^{(l)}(q, r, n)}{p_2^{(l)}(q, r, n)} \gg 1; \quad (1)$$

и

$$z_v^{(l)}(u^{(l)}(q, r, n), \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}) \approx -u^{(l)}(q, r, n) - \ln\left(\frac{\pi_{(v)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}}\right) (\alpha \neq \beta), \text{ если } \frac{p_1^{(l)}(q, r, n)}{p_2^{(l)}(q, r, n)} \ll 1, \quad (2)$$

где  $p_1^{(l)}$  и  $p_2^{(l)}$  - вероятности состояний 0 или 1 в  $l$ -ом битовом сечении полутонного изображения.

С учетом (1), (2), получим приближенные (квазиоптимальные) уравнения фильтрации элементов изображения при условии большого отношения сигнал/шум для элемента изображения  $\rho_e^2 \gg 1$ :

$$\begin{aligned} u^{(l)}(i, j, t) = & f(\Phi_1^{(l)}(i, j, t)) - f(\Phi_2^{(l)}(i, j, t)) + \text{sign}(u^{(l)}(i-1, j, t)) \ln\left(\frac{\pi_{(1)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(1)\alpha\beta}^{(l)}}\right) + \\ & + \text{sign}(u^{(l)}(i, j-1, t)) \ln\left(\frac{\pi_{(2)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(2)\alpha\beta}^{(l)}}\right) - \text{sign}(u^{(l)}(i-1, j-1, t)) \ln\left(\frac{\pi_{(3)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(3)\alpha\beta}^{(l)}}\right) + \\ & + \text{sign}(u^{(l)}(i, j, t-1)) \ln\left(\frac{\pi_{(4)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(4)\alpha\beta}^{(l)}}\right) - \text{sign}(u^{(l)}(i-1, j, t-1)) \ln\left(\frac{\pi_{(5)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(5)\alpha\beta}^{(l)}}\right) \\ & - \text{sign}(u^{(l)}(i, j-1, t-1)) \ln\left(\frac{\pi_{(6)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(6)\alpha\beta}^{(l)}}\right) + \text{sign}(u^{(l)}(i-1, j-1, t-1)) \ln\left(\frac{\pi_{(7)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(7)\alpha\beta}^{(l)}}\right), \quad (\alpha \neq \beta) \end{aligned}$$

Из данных уравнений следует, что при формировании  $u^{(l)}(i, j, t)$ , к входным данным вносятся поправки  $\text{sign}(u^{(l)}(q, r, n)) \ln\left(\frac{\pi_{(v)\alpha\alpha}^{(l)}}{\pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}}\right)$ , где  $\alpha \neq \beta$ ,  $q = i-1, i$ ;  $r = j-1, j$ ;

$n = t-1, t; (q, r, n) \neq (i, j, t)$ , зависящие от априорных данных о фильтруемом процессе. Знак поправки определяется знаком  $u^{(i)}(q, r, n)$ , а величина - степенью статистической зависимости.

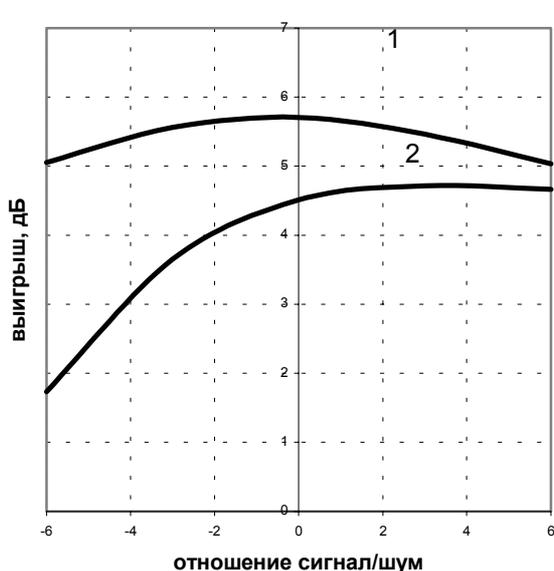


Рис. 1 (Fig. 1)

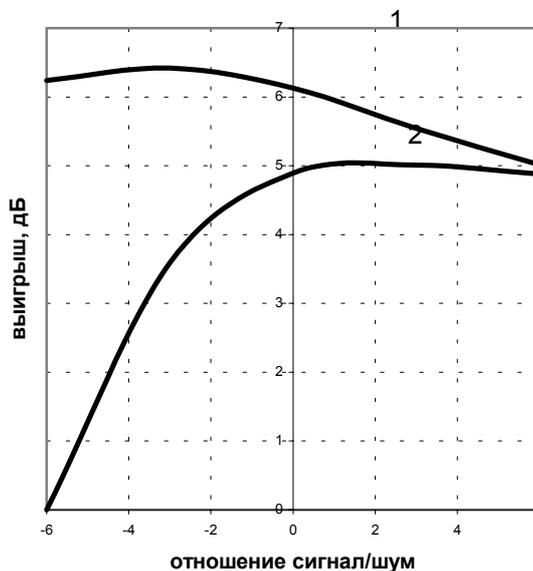


Рис. 2 (Fig. 2)

В соответствии с уравнениями квазиоптимальной фильтрации было синтезировано приемное устройство и проведено исследование его работы при различных отношениях сигнал/шум путем моделирования на ЭВМ. В качестве предмета обработки была взята видеопоследовательность из 512 кадров искусственных изображений размером 512x512 пикселей, синтезированная в соответствии с алгоритмом формирования трехмерного гауссовского марковского поля, взятым из [2]. Средние коэффициенты корреляции для данного поля составляли: по горизонтали  $\rho_h = 0,98$ , по вертикали  $\rho_v = 0,98$ , по времени  $\rho_t = 0,98$ . В качестве помехи использовали аддитивный гауссовский шум  $\eta(t)$  с параметрами  $(0, \sigma_\eta^2)$ . Для сравнения также проводилось моделирование работы оптимального приемного устройства при тех же условиях.

На рис.1 показаны зависимости выигрыша по мощности сигнала для двумерной пространственной обработки кадров без учета межкадровой избыточности, а на рис.2 для пространственно-временной фильтрации. Кривые 1 соответствуют оптимальному алгоритму, а кривые 2 - квазиоптимальному.

Анализ представленных на рис.1 и рис.2 зависимостей показывает, что оптимальная пространственно-временная фильтрация обеспечивает во всем исследуемом диапазоне отношений сигнал шум, выигрыш по мощности сигнала больший на 1 дБ, по сравнению с оптимальной пространственной. Квазиоптимальные алгоритмы в диапазоне от  $-2$  до  $+4$  дБ показывают аналогичную картину. Проигрыш квазиоптимального алгоритма оптимальному при отношениях сигнал шум выше 0 дБ не превышает 1 дБ для обоих вариантов фильтрации. Быстродействие при переходе от оптимального алгоритма нелинейной рекурсивной фильтрации к квазиоптимальному увеличивается приблизительно в два раза по результатам моделирования на персональном компьютере.

Таким образом, можно сделать вывод, что квазиоптимальный алгоритм нелинейной фильтрации последовательности полутоновых изображений позволяет синтезировать приемные устройства, предназначенные для работы в реальных системах обработки видеoinформации, если отношение сигнал/шум по мощности находится в пределах от  $-2$  до  $+4$  дБ. При синтезе реальных устройств нелинейной фильтрации полутоновых изображений следует использовать более простую структуру на основе пространственного квазиоптимального алгоритма. При этом выигрыш в скорости работы устройства будет являться компенсацией незначительных потерь в качестве отфильтрованных кадров видеопоследовательности.

## Литература

1. Трубин И.С., Буторин Е.Л. Пространственно-временная нелинейная фильтрация последовательности цифровых полутоновых изображений // См. настоящий сборник.
2. Спектор А.А. Гауссовские дискретные поля с разделимыми спектрально-корреляционными характеристиками // В кн. Прикладная теория случайных процессов и полей / Под ред. К.К. Васильева и Б.А. Омельченко - Ульяновск, 1995.



### SIMPLIFIED SPATIAL-TEMPORAL NONLINEAR FILTERING OF A SEQUENCE OF THE DIGITAL HALF-TONE IMAGES

Trubin I., Tichonov I.

Vyatka State University  
36 Moscow str., Kirov, 610000, Russia, e-mail: [res@riac.ru](mailto:res@riac.ru)

The analysis of receiving device structure, synthesized in work [1], has shown, that blocks realizing an evaluation  $z_v(\cdot)$ ,  $v = \overline{1,7}$  require a maximum quantity of computing operation. We have to find approximation simplifying realization of the given block.

All a priori information on a received picture element is contained in expression  $z_v(\cdot)$ ,  $v = \overline{1,7}$ . For highly dependent conditions, when one-step probabilities of transitions  $\pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)} \ll 0,5$ ; ( $\alpha \neq \beta$ ;  $v = \overline{1-7}$ ) and small errors of a filtering, i.e. at realization of conditions

$\pi_{\alpha\beta}^{(l)} \cdot \exp\{u^{(l)}(q,r,n)\} \gg 1$ ; ( $\alpha \neq \beta$ ;  $\alpha, \beta = \overline{1,2}$ ;  $q = i-1, i$ ;  $r = j-1, j$ ;  $n = t-1, t$ ), expression for  $z_v^{(l)}(u^{(l)}(q,r,n), \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)})$  can be simplified:

$$z_v^{(l)}(u^{(l)}(q,r,n), \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}) \approx -u^{(l)}(q,r,n) + \ln\left(\pi_{(v)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}\right) (\alpha \neq \beta), \text{ if } \frac{p_1^{(l)}(q,r,n)}{p_2^{(l)}(q,r,n)} \gg 1; \quad (1)$$

and

$$z_v^{(l)}(u^{(l)}(q,r,n), \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}) \approx -u^{(l)}(q,r,n) - \ln\left(\pi_{(v)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}\right) (\alpha \neq \beta), \text{ if } \frac{p_1^{(l)}(q,r,n)}{p_2^{(l)}(q,r,n)} \ll 1. \quad (2)$$

With the utilizing (1) and (2), at large signal/noise ratio for a picture element  $\rho_e^2 \gg 1$ , equations of a filtering may be written as

$$\begin{aligned} u^{(l)}(i,j,t) = & f(\Phi_1^{(l)}(i,j,t)) - f(\Phi_2^{(l)}(i,j,t)) + \text{sign}(u^{(l)}(i-1,j,t)) \ln\left(\pi_{(1)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(1)\alpha\beta}^{(l)}\right) + \\ & + \text{sign}(u^{(l)}(i,j-1,t)) \ln\left(\pi_{(2)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(2)\alpha\beta}^{(l)}\right) - \text{sign}(u^{(l)}(i-1,j-1,t)) \ln\left(\pi_{(3)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(3)\alpha\beta}^{(l)}\right) + \\ & + \text{sign}(u^{(l)}(i,j,t-1)) \ln\left(\pi_{(4)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(4)\alpha\beta}^{(l)}\right) + \text{sign}(u^{(l)}(i-1,j,t-1)) \ln\left(\pi_{(5)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(5)\alpha\beta}^{(l)}\right) \\ & + \text{sign}(u^{(l)}(i,j-1,t-1)) \ln\left(\pi_{(6)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(6)\alpha\beta}^{(l)}\right) + \text{sign}(u^{(l)}(i-1,j-1,t-1)) \ln\left(\pi_{(7)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(7)\alpha\beta}^{(l)}\right) (\alpha \neq \beta) \end{aligned}$$

From the equations follows, that when determine  $u^{(l)}(i,j,t)$ , a corrections are introducing  $\text{sign}(u^{(l)}(q,r,n)) \ln\left(\pi_{(v)\alpha\alpha}^{(l)} / \pi_{(v)\alpha\beta}^{(l)}\right)$ , where  $\alpha \neq \beta, q = i-1, i; r = j-1, j; n = t-1, t; (q,r,n) \neq (i,j,t)$ . The sign of the correction is defining sign of  $u^{(l)}(q,r,n)$ , and value - degree of statistical dependence.

We simulated the optimum and simplified receiving devices. In Fig. 1 the increase in power of signal at various signal to noise ratios for two-dimensional spatial processing are shown and in fig. 2 – for spatially-temporal filtering. A curve 1 corresponds to the optimal filtering, and curve 2 – the simplified. It is obvious, that the spatially- temporal processing ensures the best quality of a filtering of a sequence of the images in both cases. The loss of the simplified algorithm in respect to optimal for signal/noise from -2 up to +4 dB does not exceed 1 dB at substantial growth of speed.