

## ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ

УДК 621.397.2

Р. К. КУНЧЕВ

(София, НРБ)

### АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ЦИФРОВОГО ТВ-СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ВНУТРИКАДРОВОЙ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЯ

**Введение.** Большинство известных методов линейной фильтрации аддитивного шума в ТВ-сигналах на основе внутрикадровой обработки изображения [1—3] имеют сравнительно низкую эффективность. В результате их применений уменьшается резкость полученного изображения. Предложенный в [4] адаптивный фильтр цифрового ТВ-сигнала в пространственной области изменяет свои параметры только в зависимости от локальной структуры каждого из трех смежных элементов изображения. Фильтр [5], перестраивающийся в соответствии со значениями дисперсии и интервалом корреляции видеосигнала, имеет сложную техническую реализацию. Методы фильтрации ТВ-изображения, использующие корреляцию между последовательно передаваемыми кадрами [6], обладают тем же недостатком.

Цель настоящей работы — синтез цифрового фильтра (ЦФ) подавления флуктуационного шума в ТВ-сигналах на основе внутрикадровой обработки изображения и комбинированного критерия, учитывающего среднеквадратическую ошибку восстановленного изображения и его резкость. Похожим является критерий Фридена [1] для фильтрации видеосигнала в частотной области при помощи преобразования Фурье, однако из-за отсутствия адаптации в фильтре невозможно осуществить сглаживание выходного сигнала без ухудшения резкости яркостных переходов в восстановленном изображении.

**Синтез цифрового фильтра для ТВ-сигналов.** Фрагмент цифрового ТВ-изображения размером  $n \times 1$  до фильтрации аддитивного шума можно представить  $n$ -мерным случайным вектором:

$$\mathbf{D} = \mathbf{V} + \mathbf{N}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{V}$  — вектор фрагмента незашумленного изображения,  $\mathbf{N}$  — вектор аддитивного шума в этом фрагменте.

В результате ортогонального преобразования вектора  $\mathbf{D}$  получается  $n$ -мерный вектор его обобщенного спектра:

$$\mathbf{S}_D = T\mathbf{D} \quad (2)$$

( $T$  — матрица размером  $n \times n$ , определенная видом выбранного ортогонального преобразования).

Фильтрация аддитивного шума в каждом фрагменте изображения в спектральной области осуществляется при помощи операции [2]

$$\mathbf{S}_{\hat{B}} = Q\mathbf{S}_D, \quad (3)$$

где  $\mathbf{S}_{\hat{B}}$  —  $n$ -мерный вектор обобщенного спектра восстановленного фрагмента  $\hat{B}$ , полученного в результате фильтрации;  $Q$  — фильтрующая матрица размером  $n \times n$ .

Элементы матрицы  $Q$  определяются исходя из требования минимизации среднеквадратической ошибки  $\varepsilon$  восстановленного вектора  $\hat{\mathbf{B}}$  с учетом его гладкости, т. е.

$$\varepsilon = E\{\|\mathbf{B} - \hat{\mathbf{B}}\|^2\} + \alpha E\{\|C\hat{\mathbf{B}}\|^2\} = \min. \quad (4)$$

Здесь  $E\{\cdot\}$  — оператор математического ожидания;  $\alpha$  — параметр;  $C$  — симметрическая разностная матрица размером  $n \times n$ , определенная выражением [3]

$$C = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & -2 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -2 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Если  $\hat{b}_1, \hat{b}_2, \dots, \hat{b}_n$  — компоненты вектора  $\hat{\mathbf{B}}$ , то

$$\|C\hat{\mathbf{B}}\|^2 = (C\hat{\mathbf{B}})^t (C\hat{\mathbf{B}}) = \sum_{i=1}^n (\hat{b}_{i+1} - 2\hat{b}_i + \hat{b}_{i-1})^2 \quad (6)$$

при условии, что  $\hat{b}_0 = \hat{b}_{n+1} = 0$ . В выражении (6)  $(\hat{b}_{i+1} - 2\hat{b}_i + \hat{b}_{i-1})$  — цифровая реализация второй производной восстановленного сигнала в точке  $i$ . Следовательно,  $\|C\hat{\mathbf{B}}\|^2$  определяет общую мощность осцилляций в восстановленном векторе  $\hat{\mathbf{B}}$  и его можно использовать в качестве меры гладкости.

Матрица  $Q$  вычислена на основе предположений, что ТВ-сигнал и шум описываются случайными некоррелированными стационарными процессами с нулевым математическим ожиданием, а матрица  $Q$  является диагональной.

Если учесть, что  $\hat{\mathbf{B}}$  связан с  $\mathbf{S}_{\hat{\mathbf{B}}}$  обратным ортогональным преобразованием

$$\hat{\mathbf{B}} = T^{-1}\mathbf{S}_{\hat{\mathbf{B}}} = T^t Q T D, \quad (7)$$

то из выражений (1), (4) и (7) следует

$$\varepsilon = tr[G_{BB} - 2G_{BB}Q + (G_{BB} + G_{NN})Q^2 + \alpha(G_{BB} + G_{NN})Q^2P^2], \quad (8)$$

где  $tr[\cdot]$  — след матрицы;

$$G_{BB} = TR_{BB}T^t; \quad G_{NN} = TR_{NN}T^t; \quad P = TCT^t. \quad (9)$$

Здесь  $R_{BB} = E\{\mathbf{B}\mathbf{B}^t\}$  и  $R_{NN} = E\{\mathbf{N}\mathbf{N}^t\}$  — автокорреляционные матрицы множества реализаций  $\{\mathbf{B}\}$  и  $\{\mathbf{N}\}$ , которые в этом случае совпадают с их ковариационными матрицами  $K_{BB}$  и  $K_{NN}$ .

Оптимальные значения элементов  $q_{ii}$  матрицы  $Q$  должны удовлетворять условию  $\frac{\partial \varepsilon}{\partial q_{ii}} = 0$  для  $i = 1, 2, \dots, n$ , из которого находится требуемая оптимальная матрица

$$Q_0 = \text{diag} \left[ \left( \frac{g_{ii}^B}{g_{ii}^B + g_{ii}^N} \right) \left( \frac{1}{1 + \alpha \sum_{k=1}^n p_{ik}^2} \right) \right], \quad (10)$$

где  $g_{ii}^B, g_{ii}^N$  и  $p_{ik}$  — соответствующие элементы матриц  $G_{BB}, G_{NN}$  и  $P$ .

Полученное выражение показывает, что фильтр  $Q_0$  состоит из двух последовательно связанных диагональных фильтров: первый из них является субоптимальным винеровым фильтром [2], второй — фильтром управления резкостью. При  $\alpha > 0$  фильтр управления резкостью подавляет высшие частоты, а также шум; при  $\alpha < 0$  — сохраняет или повышает высшие частоты. В последнем случае  $\alpha$  должно удовлетворять условию

$$\alpha \geq - \left( g_{nn}^N / (g_{nn}^B + g_{nn}^N) \sum_{k=1}^n p_{nk}^2 \right). \quad (11)$$

**Оценка эффективности цифрового фильтра.** Минимальное значение среднеквадратической ошибки при использовании фильтра  $Q_0$  можно определить из выражений (8) и (10):

$$\varepsilon_{\min} = \sum_{i=1}^n g_{ii}^B - \sum_{i=1}^n \frac{(g_{ii}^B)^2}{(g_{ii}^B + g_{ii}^N) \left(1 + \alpha \sum_{h=1}^n p_{ih}^2\right)}. \quad (12)$$

Если  $\alpha = 0$ , выражение (12) совпадает с полученным в [2] для субоптимального винерова фильтра. Когда  $\alpha > 0$ , одновременно с увеличением эффекта подавления шума возрастает  $\varepsilon_{\min}$ , а когда  $\alpha < 0$  — наоборот. Следовательно, для повышения эффективности фильтра  $Q_0$  необходимо, чтобы он перестраивался в зависимости от мощности переходов и шумов, содержащихся в каждом фрагменте изображения до начала фильтрации.

При условии, что шум является высокочастотным и имеет осциллирующий характер и постоянную мощность, для оценки средней мощности переходов и шумов в фрагменте  $D$  можно использовать значения величин

$$U = \sum_{i=1}^{n-2} |d_{i+2} - d_i|; \quad V = \sum_{i=2}^{n-1} |d_{i+1} - 2d_i + d_{i-1}|. \quad (13)$$

Здесь

$$d_{i+2} - d_i = (b_{i+2} + n_{i+2}) - (b_i + n_i) \approx b_{i+2} - b_i; \quad (14)$$

$$\begin{aligned} d_{i+1} - 2d_i + d_{i-1} &= (b_{i+1} + n_{i+1}) - 2(b_i + n_i) + (b_{i-1} + n_{i-1}) \approx \\ &\approx n_{i+1} - 2n_i + n_{i-1}, \end{aligned} \quad (15)$$

где  $d_i$ ,  $b_i$  и  $n_i$  — соответствующие компоненты векторов  $D$ ,  $B$  и  $N$ .

В этом случае для определения значения параметра  $\alpha$  необходимо пользоваться следующим решающим правилом:

$$\alpha = \begin{cases} \alpha_1 > 0, & \text{если } U \leq \Theta_1 \text{ и } V \geq \Theta_2; \\ \alpha_2 < 0, & \text{если } U \leq \Theta_1 \text{ и } V < \Theta_2; \\ \alpha_3 < 0, & \text{если } U > \Theta_1, \end{cases} \quad (16)$$

где  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  — пороги, выбранные с учетом значения средней мощности переходов и шумов в фрагменте  $D$ ;  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $\alpha_3$  — константы. При этом  $|\alpha_3| > |\alpha_2|$  и удовлетворяет условию (11).

В зависимости от значения  $\alpha_3$  фильтр  $Q_0$  повышает резкость выявленных яркостных переходов. Параметр  $\alpha_2$  выбирается так, чтобы фильтр сохранял яркостные переходы; в свою очередь, значение  $\alpha_1$  принимается таким, чтобы на участках с постоянным или плавным изменением яркости фильтр  $Q_0$  подавлял в значительной степени компоненты шума. Поскольку в реальных изображениях яркостные переходы занимают небольшую часть, применение описанного алгоритма адаптивной фильтрации приводит к общему повышению качества восстановленного изображения.

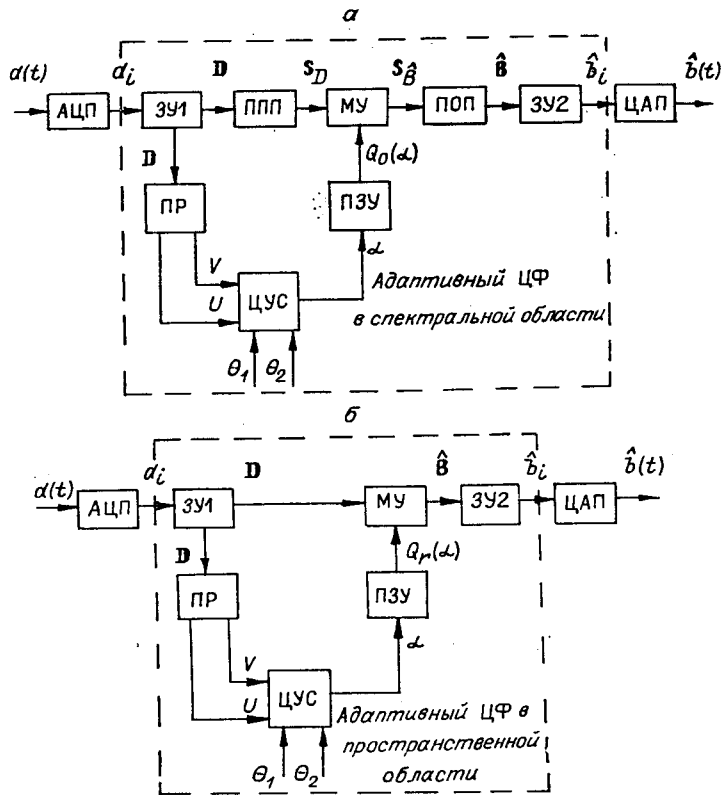
**Реализация цифрового фильтра.** Описанный фильтр осуществляет адаптивную цифровую фильтрацию ТВ-сигналов в спектральной области. Число операций умножения, необходимых для фильтрации одного фрагмента изображения размером  $n \times 1$  при помощи быстрых преобразований Фурье (Адамара) и некоторых других линейных базисов [3], определяется выражением

$$M = n + 2n \log_2 n. \quad (17)$$

При использовании быстрого преобразования Хаара [3]

$$M_x = n + 4(n - 1) = 5n - 4. \quad (18)$$

Число операций суммирования, необходимое для вычисления значения  $V$  в соответствии с (13), равняется  $2(n - 2)$ , т. е. меньше  $M$ , найденного из выражения (17) или (18).



Матрицу-отклик  $Q_r$  диагонального фильтра  $Q_0$  можно определить из уравнения (7) после его записи в виде

$$\hat{\mathbf{B}} = Q_r \mathbf{D}, \quad (19)$$

где

$$Q_r = T^t Q_0 T. \quad (20)$$

Общим элементом матрицы  $Q_r$  является

$$g_{ij}^r = \sum_{k=1}^n q_{kk} t_{ki} t_{kj} \text{ для } i, j = 1, 2, \dots, n. \quad (21)$$

Здесь  $t_{ki}$ ,  $t_{kj}$  — соответствующие элементы матрицы  $T$  выбранного вида ортогонального преобразования.

Операция (19) описывает процесс нерекурсивной фильтрации фрагмента  $\mathbf{D}$  изображения в пространственной области, который по эффективности эквивалентен такому же процессу в спектральной области. Поскольку в общем случае фильтр  $Q_r$  не имеет диагональной структуры, число вычислительных операций, необходимых для реализации пространственной фильтрации, равняется  $n^2$ . Поэтому фильтрацию в пространственной области целесообразно применять в случаях, когда используемый цифровой процессор имеет необходимое высокое быстродействие.

Примерные блок-схемы адаптивных ЦФ для обработки ТВ-сигналов в спектральной и пространственной областях, построенные соответственно на основе выражений (7), (10), (16) и (19), (20), (16), представлены на рисунке, а, б. Они включают аналого-цифровой преобразователь (АЦП), запоминающие устройства (ЗУ), постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), процессор для вычисления  $U$  и  $V$  (ПР), процессоры для прямого и обратного быстрых ортогональных преобразований (ППП) и (ПОП), цифровое устройство сравнения (ЦУС), матричный умножитель (МУ) и цифроаналоговый преобразователь (ЦАП).

При помощи ЗУ1 осуществляется преобразование кодов отсчетов  $d_i$  ТВ-сигнала  $d(t)$  в блоки, содержащие  $n$  отсчетов, а при помощи ЗУ2 — обратное преобразование. В ПЗУ на каждое значение параметра  $\alpha$  записаны элементы фильтрующей матрицы  $Q_0(Q_r)$ . ЦУС определяет значение  $\alpha$  в соответствии с выражением (16).

Действие адаптивных ЦФ моделировалось программным путем при помощи специализированной микропроцессорной системы для обработки ТВ-изображений в лаборатории электронных систем визуальной информации Высшего машинно-электротехнического института (София). Полученные результаты показывают, что эти ЦФ могут быть успешно использованы для улучшения качества зашумленных ТВ-изображений.

**Заключение.** Эффективность предложенного алгоритма адаптации фильтров можно повысить, если в зависимости от значений  $U$  и  $V$  параметр  $\alpha$  принимает более трех значений. Для уменьшения объема вычислительных операций элементы матрицы  $Q_0$  можно принять кратными  $2^{-l}$  ( $l$  — целое положительное число) и применить быстрое преобразование Хаара. Этот алгоритм может быть обобщен на случай двумерной фильтрации.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1. Для фильтрации аддитивного шума в спектральной области ТВ-сигнала необходимо использовать фильтр, который состоит из двух последовательно связанных диагональных фильтров; первый из них является фильтром Винера типа, второй — фильтром, перестраиваемым в зависимости от энергий переходов и шумов в каждом из фрагментов изображения с целью сохранения его резкости.

2. Адаптивный ЦФ, работающий в пространственной области, имеет более простую структуру по сравнению с фильтром, работающим в спектральной области, однако он должен выполнять большее число вычислительных операций.

3. Эффективность предложенных ЦФ можно повысить путем двумерной обработки изображений и путем использования более сложного алгоритма перестройки параметра  $\alpha$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Фриден Е. Улучшение и реставрация изображений. Обработка изображений и цифровая фильтрация/Под ред. Т. Хуанга.— М.: Мир, 1979.
2. Ахмед Н., Пао К. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов.— М.: Связь, 1980.
3. Andrews H., Hunt B. Digital image restoration.— Englewood Cliffs, New Jersey 07632: Prentice-Hall Inc, 1977.
4. Крыммер Л. и др. Оптимальная фильтрация цифровых ТВ-сигналов.— Техника кино и телевидения, 1980, № 9.
5. Свиридов Н. Г. Оценка эффективности фильтрации нестационарного видеосигнала.— В кн.: Иконика. М.: Наука, 1975.
6. Rogel P. Reduction of noise visibility on television pictures.— In: 10-th Intern. Television Symp. Montreux, Switzerland, 1977, vol. G-4, June.

*Поступила в редакцию 28 мая 1981 г.;  
окончательный вариант — 22 февраля 1982 г.*

УДК 007.5 : 535 : 681.518

Г. И. ПЕРЕТЯГИН

(Новосибирск)

### ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ГАУССОВЫМИ СЛУЧАЙНЫМИ ПОЛЯМИ

**Введение.** Конструирование эффективных алгоритмов анализа, классификации и сегментации «полей» аэрокосмических снимков чаще всего осуществляется в рамках моделей изображений. Наиболее важное при-