

УДК 621.391.266

Я. А. Фурман, Р. Г. Хафизов

(Йошкар-Ола)

**СОГЛАСОВАННО-ИЗБИРАТЕЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ  
ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРОТЯЖЕННОЙ ФОРМЫ  
В РЕАЛЬНЫХ ЛАНДШАФТНЫХ СЦЕНАХ**

Рассматриваются вопросы построения согласованно-избирательных фильтров для изображений протяженных объектов незначительной ширины, порядка 2–10 пикселей. Исследуются механизм и особенности работы фильтра в пространственной и частотной областях. Синтезируется квазиоптимальный обнаружитель изображений протяженных объектов в реальной ландшафтной сцене.

**Введение.** В последние годы значительно возрос интерес к цифровым методам обработки изображений с целью решения таких традиционно «сигнальных» задач, как обнаружение, оценка параметров и разрешение. Это объясняется, с одной стороны, резко возросшими возможностями современной вычислительной техники и, с другой стороны, возникновением перспективных информационных технологий, например таких, как геоинформационные системы. Необходимым этапом решения упомянутых выше задач является формирование меры схожести обрабатываемого сигнала с эталонным сигналом. Обычно она образуется оптимальным или квазиоптимальным фильтром. В данной работе рассматривается задача синтеза и анализа такого фильтра для важного в информационном плане класса изображений коммуникационных объектов нитевидной формы с незначительной шириной (2–10 пикселей) и контрастом, соизмеримым с эффективным значением фоновых шумов. В последнее время задачам обработки пространственно протяженных объектов уделяется достаточно большое внимание [1–6]. Реальные ландшафтные сцены характеризуются значительной статистической неоднородностью и высокой степенью коррелированности фоновых шумов. В качестве математической модели таких сцен используется мультипликативная модель вида [7]

$$f(x, y) = v_0 + s(x - x_0, y - y_0) + v(x, y)n(x, y), \quad (1)$$

где  $f(x, y)$  – функция яркости сцены;  $s(x - x_0, y - y_0)$  – изображение обнаруживаемого объекта с координатами  $x_0, y_0$  его центра тяжести;  $v(x, y)$  – изображение окружающего объект фона с постоянной составляющей  $v_0$ ;  $n(x, y)$  – широкополосный (флуктуационный) шум с постоянной спектраль-

ной плотностью  $N_0$ . Для модели (1) частотный коэффициент передачи (ЧКП) квазиоптимального фильтра имеет вид [7]:

$$H(\omega_x, \omega_y) \approx \frac{C}{R(0)\bar{\alpha}} (\omega_x^2 + \omega_y^2) G^*(\omega_x, \omega_y) \exp\{-i(\omega_x x_0 + \omega_y y_0)\}, \quad (2)$$

где  $G(\omega_x, \omega_y)$  – пространственный спектр изображения объекта;  $C$  – постоянный нормирующий множитель;  $R(0)$  и  $\bar{\alpha}$  – усредненные в пределах локально-однородной области сцены соответственно дисперсией и декремент затухания автокорреляционной функции (АКФ) фонового шума.

При получении выражения (2) использовались результаты многочисленных экспериментальных исследований энергетического спектра фоновых шумов сцен с аэроландшафтами. Было подтверждено, что этот спектр в области низких пространственных частот имеет равномерный характер, а в области средних и высоких частот его поведение описывается квадратичной гиперболой [7, 8]. Низкие частоты содержат избыточную информацию об изображении [9]. Поэтому при формировании достаточных статистик фильтр согласуется с формой энергетического спектра только в области средних и высоких пространственных частот. Такие фильтры получили название согласованно-избирательных (СИФ) [7]. Импульсная характеристика (ИХ)  $\lambda(x, y)$  СИФ имеет вид:

$$\lambda(x, y) = -\frac{C}{R(0)\bar{\alpha}} \nabla^2 s(x_1 - x, y_1 - y), \quad (3)$$

где  $\nabla^2$  – оператор Лапласа. Так как применение оператора Лапласа приводит к оконтуриванию изображения, то СИФ представляет собой фильтр, согласованный с контуром фильтруемого изображения.

Несмотря на то что идея согласованно-избирательной фильтрации открывает большие возможности для решения аналитическим путем при низком отношении сигнал/шум таких важных задач, как обнаружение изображений в реальных сценах, и позволяет отказаться от использования различного рода эвристик, практические разработки СИФ отсутствуют. Данная работа имеет инженерную направленность, и ее цель заключается в рассмотрении механизма работы и получении основных расчетных соотношений для СИФ, а также конкретных видов фильтров, связанных с обработкой изображений нитевидной формы.

**Общие свойства СИФ.** При подаче на вход фильтра согласованного с ним сигнала  $s(t)$  на выходе формируется смещенная АКФ данного сигнала, а СИФ в этом случае вырабатывает ВКФ сигнала  $s(t)$  со своей второй производной, т. е.

$$\eta(\tau) = -\frac{C}{R(0)\bar{\alpha}} \int_{t_{\min}}^{t_{\max}} s(t) s''(t + \tau - t_0) dt,$$

где  $t_0$  – необходимая задержка для интегрирования всех отсчетов сигнала. ВКФ стационарной случайной функции  $X(t)$  и ее второй производной связаны соотношением вида  $K_{X, X'}(\tau) = K_{X''}(\tau)$  [10]. Поэтому выходной сигнал СИФ в пределах локально-однородной области сцены с точностью до конс-

танты равен второй производной сигнала обычного согласованного фильтра. Отсюда можно сделать следующие выводы.

1. Результаты согласованной фильтрации после операции двойного дифференцирования с точностью до константы совпадают с результатами СИФ.

2. Так как АКФ сигнала является симметричной функцией, а операция двойного дифференцирования не нарушает эту симметрию, то отсчеты СИФ будут также симметричны относительно центрального отсчета  $\eta(\tau_0)$ . Этот отсчет для широкого класса АКФ сигнала максимален.

3. Постоянная составляющая фильтруемого сигнала не влияет на уровень выходного сигнала СИФ.

При обработке изображений в видеопроцессоре непрерывные функции  $f(x, y)$ ,  $s(x, y)$  и  $\nabla^2 s(x, y)$  заменяются их конечно-разностными аналогами. Для одномерного дискретного случая функцию яркости вдоль строки изображения обозначим как  $f(n)$ , а отсчеты яркости изображения объекта – как  $s(n)$ . Оператор Лапласа заменяется оператором второй разности  $\Delta^2 s(n) = \Delta s(n) - \Delta s(n-1) = s(n) - 2s(n-1) + s(n-2)$ . Тогда выражения для импульсной характеристики  $\lambda(n)$  и выходных отсчетов  $\eta(m)$  фильтра запишутся как

$$\lambda(n) = \frac{C}{R(0)\bar{\alpha}} [2s(n_0 - n + 1) - s(n_0 - n) - s(n_0 - n + 2)], \quad n = 0, 1, \dots, t-1, \quad (4)$$

$$\eta(m) = \frac{C}{R(0)\bar{\alpha}} \sum_{n=0}^{t-1} f(m-n)\lambda(n) = \frac{C}{R(0)\bar{\alpha}} \sum_{n=0}^{t-1} f(n)\lambda(m-n), \quad (5)$$

где  $t$  – число отсчетов импульсной характеристики  $\lambda(n)$  (апертура СИФ). Данные представления для импульсной характеристики и выходных отсчетов фильтра назовем полными. В дальнейшем удобно пользоваться выражениями (4) и (5), считая, что  $C/R(0)\bar{\alpha} = 1$ . Такие выражения для  $\lambda(n)$  и  $\eta(m)$  назовем простыми отсчетами  $\lambda(n)$  и  $\eta(m)$ , опуская слово «простые», если это следует из контекста.

**Одномерный СИФ для скачка яркости.** Одномерное изображение скачка яркости является составной частью любого изображения. Идеальный положительный скачок яркости  $s(n)$  из  $l$  отсчетов зададим в виде

$$s(n) = \begin{cases} 0 & \text{при } n = 0, -1, -2, -3, \dots, \\ s_{\Phi}(n) & \text{при } n = 1, 2, \dots, l, \\ 1 & \text{при } n = l+1, l+2, \dots \end{cases} \quad (6)$$

В этом выражении учитываются  $t = l + 2$  отсчетов яркости ( $l$  отсчетов  $s(1), s(2), \dots, s(l)$  относятся к фронту, а отсчеты  $s(0) = 0$  и  $s(l+1) = 1$  расположены слева и справа от этого фронта). Полагая в выражении (1)  $n_0 = l = t - 2$ , для импульсной характеристики фильтра получим

$$\lambda(n) = 2s(l - n + 1) - s(l - n) - s(l - n + 2). \quad (7)$$

Сумма всех отсчетов импульсной характеристики равна нулю, а взвешенная сумма

$$\sum_{n=0}^{l-1} n\lambda(n) = -1. \quad (8)$$

При фильтрации скачка яркости  $s(n)$  образуется  $M = 2l - 3$  значащих отсчетов. Можно показать с помощью (8), что сумма этих отсчетов равна 1. Как и для непрерывного случая, выходные отсчеты СИФ расположены симметрично относительно центрального отсчета (рис. 1). Этот отсчет является максимальным и равен

$$\eta(l+1) = 2 \sum_{n=0}^{l-1} s^2(n) - \sum_{n=0}^{l-1} s(n)s(n-1) - \sum_{n=0}^{l-1} s(n)s(n+1). \quad (9)$$

Его уровень растет с увеличением крутизны фронта скачка, т. е. с расширением спектра изображения. При этом область значащих отсчетов СИФ

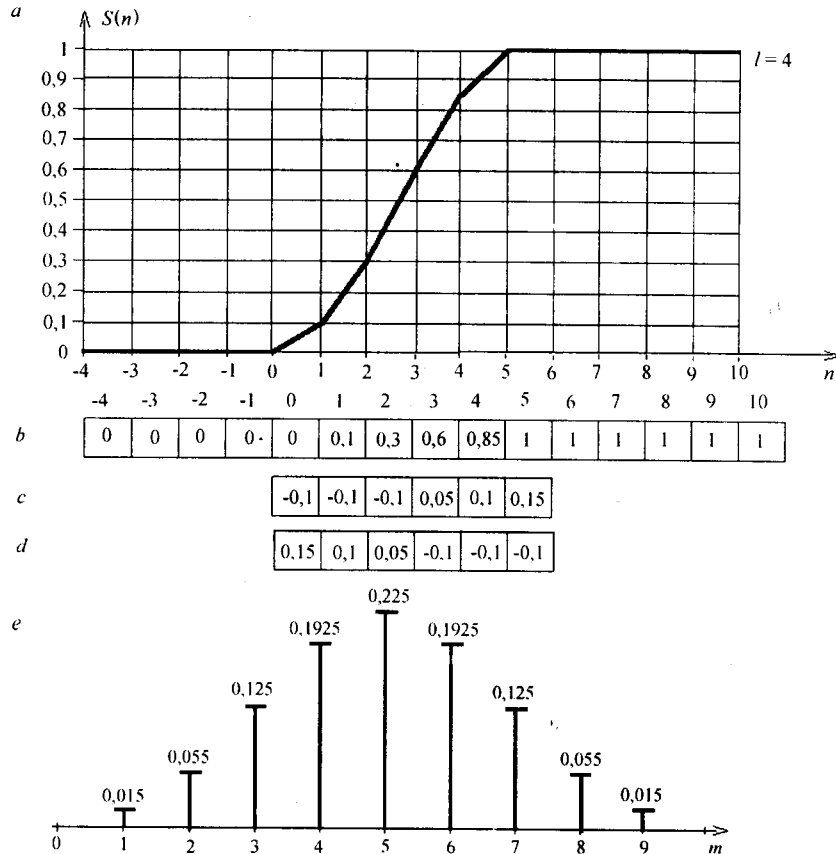


Рис. 1. Согласованно-избирательная фильтрация положительного скачка яркости: *a* – скачок яркости; *b* – отсчеты скачка яркости; *c* – вторая разность сигнала; *d* – отсчеты импульсной характеристики; *e* – график выходного сигнала

сужается. Если скачок представляет собой прямоугольный перепад яркости, т. е.  $s(n) = 0$  при  $n = 0, -1, -2, \dots$ , и  $s(n) = 1$  при  $n = 1, 2, \dots$ , то

$$\Lambda = \{\lambda(0), \lambda(1)\}, \quad \lambda(0) = 1, \lambda(1) = -1,$$

$$\eta(m) = \sum_{n=0}^{m-1} s(m-n)\lambda(n) = \begin{cases} 1 & \text{при } m=1, \\ 0 & \text{при } m \neq 1. \end{cases} \quad (10)$$

Аналитические представления положительного  $s(n)$  и отрицательного  $s_-(n)$  скачков связаны между собой следующим образом:  $s(n) = s_-(t-n)$ . Аналогичная связь существует между соответствующими отсчетами  $\lambda(n)$  и  $\lambda_-(n)$  их импульсных характеристик. При фильтрации идеального скачка яркости сумма выходных отсчетов по-прежнему равна 1. Если скачок яркости одной полярности обрабатывается фильтром для скачка противоположной полярности, то сумма выходных отсчетов будет отрицательной и равной -1. Поэтому по виду реакции СИФ можно оценить полярность фильтруемого скачка яркости.

**Фильтрация импульса яркости.** Узкий, шириной до 8–10 пикселей, импульс яркости (как положительный, так и отрицательный), получаемый вдоль строки сцены, характерен для изображений дорог и других нитевидных объектов, ориентированных преимущественно в вертикальном направлении (рис. 2). Идеальный импульс состоит из идеальных скачков яркости, соответствующих его фронтам и имеющих длительности  $l_1$  и  $l_2$ , и плоской вершины длительностью  $\tau$ . Общая протяженность импульса равна  $t = l_1 + \tau + l_2 + 1$ . Выражение (4) для импульсной характеристики фильтра в этом случае принимает вид

$$\lambda(n) = 2s(t-1-n) - s(t-2-n) - s(t-n), \quad n = 0, 1, \dots, t-1. \quad (11)$$

Импульсная характеристика данного СИФ состоит из трех частей:  $\Lambda_1, 0$  и  $\Lambda_2$ .  $\Lambda_1$  соответствует переднему фронту  $\Phi_1$ ,  $0$  – плоской вершине,  $\Lambda_2$  – заднему фронту  $\Phi_2$  импульса. Наличие группы  $0$  вызвано дифференциальным характером оператора второй разности  $\Delta^2 s(n)$ . Из свойств импульсной характеристики СИФ для скачков яркости следует, что сумма отсчетов импульсной характеристики рассматриваемого СИФ равна нулю. На рис. 3, а в блочном виде представлены идеальный положительный импульс яркости  $S$  и импульсная характеристика  $\Lambda$  фильтра. Процесс фильтрации содержит

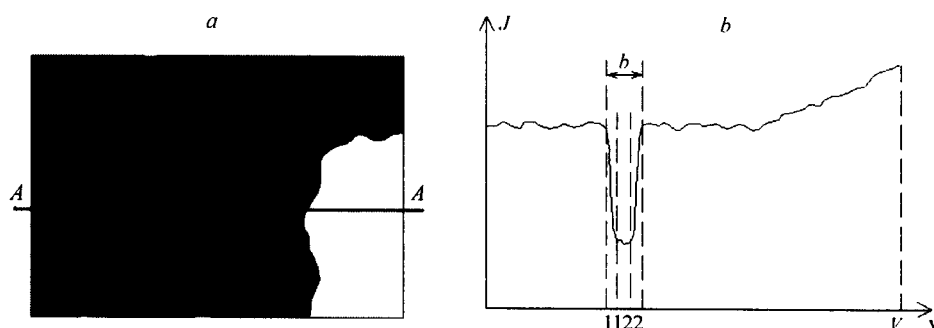


Рис. 2. Сцена с нитевидным объектом (а) и график изменения яркости вдоль строки AA (б)

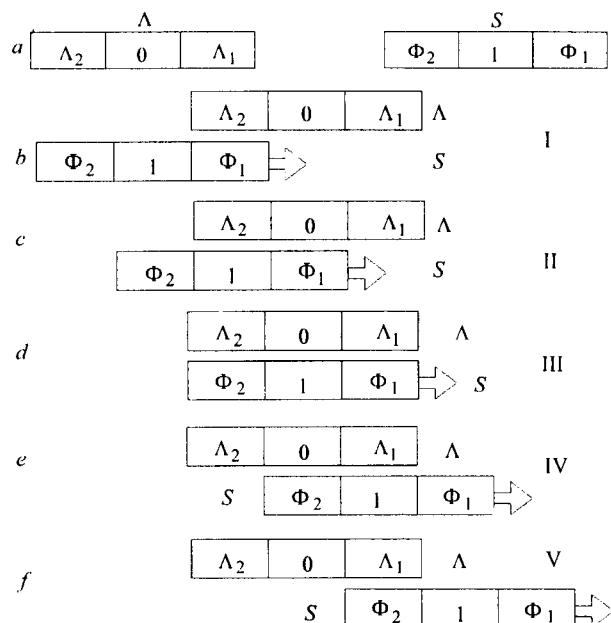


Рис. 3. Основные этапы фильтрации идеального положительного импульса яркости

пять этапов. На первом этапе (рис. 3, *b*) блок  $\Lambda_2$  перекрывается блоком  $\Phi_1$ , т. е. происходит обработка переднего фронта фильтром, избирательно-согласованным с задним фронтом  $\Phi_2$ . Все выходные отсчеты будут отрицательными и в сумме равными -1. На пятом этапе наблюдается аналогичная ситуация (рис. 3, *f*). На втором и четвертом этапах осуществляется перекрытие фронтов сигнала с нулевыми зонами импульсной характеристики и выходные сигналы также будут нулевыми (рис. 3, *c, e*). Лишь на третьем этапе происходит перекрытие фронтов импульса и согласованных с ним участков импульсной характеристики (рис. 3, *d*). На этом этапе формируется группа положительных отсчетов, сумма которых равна двум (рис. 4). При этом сумма всех отсчетов фильтра равна нулю.

При обычной согласованной фильтрации пиковый выходной отсчет равен энергии входного сигнала [11] и поэтому пропорционален его длительности. В нашем же случае пиковый отсчет не зависит от длительности

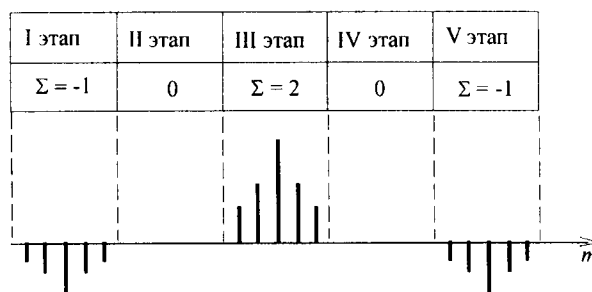


Рис. 4. Структура и полярность выходного сигнала СИФ при обработке идеального положительного импульса яркости

импульса и не превышает величины  $\eta(m) = 2$ . Произвольный текущий отсчет фильтра находится как

$$\eta(m) = \sum_{n=0}^{t-1} s(m+n-t+1)[2s(n) - s(n-1) - s(n+1)], \quad m=1, 2, \dots, 2\tau+1. \quad (12)$$

Импульсная характеристика СИФ для идеального положительного прямоугольного импульса яркости имеет вид:

$$\Lambda = \{\lambda(n)\}_{0, t-1} = \{-1; 1; \underbrace{0; 0; \dots; 0; 0}_{\tau-2}; 1; -1\}, \quad (13)$$

а выходные сигналы фильтра равны

$$\eta(m) = \begin{cases} -1 & \text{для } m=1 \text{ и } m=M=2\tau+1, \\ 2 & \text{для } m=\tau+1, \\ 0 & \text{для остальных } m. \end{cases}$$

Таким образом, при обработке прямоугольного импульса образуется всего три ненулевых из  $M=2\tau+1$  отсчетов. Фильтрация этого импульса интересна с точки зрения реализации потенциальных возможностей фильтра. Его спектр имеет максимально возможную по отношению к импульсам другой формы ширину, и поэтому СИФ образует наибольший пиковый сигнал при полном отсутствии боковых лепестков.

Обработка изображений дорог и подобных объектов связана с априорной трудностью, вызванной незнанием ширины изображений. Любое изменение длительностей фронтов и вершины импульса сказывается на третьем этапе работы фильтра и приводит к невозможности одновременного полного перекрытия импульсных характеристик  $\Lambda_2$  и  $\Lambda_1$  с реализациями  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  этих скачков. В результате происходит уменьшение пикового отсчета фильтра. При отсутствии априорной информации о длительности импульса яркости этот параметр можно найти как оценку расстояния между двумя группами отрицательных отсчетов фильтра. Однако учитывая, что диапазон значений длительности невелик и находится в пределах 1–10 пикселей, можно использовать набор СИФ, согласованных с разными значениями  $\tau$ . Возрастание трудоемкости при этом произойдет в разумных пределах.

Рассмотрим частотные характеристики фильтра. Частотный коэффициент передачи  $\Omega = \{\omega(m)\}_{0, t-1}$  СИФ определим как результат обратного ДПФ от импульсной характеристики фильтра [12]. Используя выражение (1) для импульсных характеристик, получим  $\omega(m) = 2\omega_1(m) - \omega_2(m) - \omega_3(m)$ . Здесь

$$\omega_1(m) = \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} m\right\} g_{0, t-1}^*(m), \quad \omega_2(m) = g_{0, t-1}^*(m) - s(0) + s(t),$$

$$\omega_3(m) = \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} 2m\right\} g_{0, t-1}^*(m) + \exp\left\{-i \frac{2\pi}{t} m\right\} [s(-1) - s(t-1)],$$

где  $g_{0, t-1}^*(m)$  – комплексно-сопряженный спектр сигнала  $\{s(k)\}_{0, t-1}$ .

Если фильтр предназначен для идеального импульса, то  $s(0) = s(t) = s(-1) = s(t-1) = 0$  и выражение для ЧКП принимает вид:

$$\alpha(m) = g_{0,t-1}^*(m) \left[ \left( \cos \frac{2\pi}{t} m - 1 \right) + i \sin \frac{2\pi}{t} m \right]^2, \quad m=0,1,\dots,t-1. \quad (14)$$

Вводя в рассмотрение комплексно-сопряженные спектры  $g_{1,t}^*(m)$  и  $g_{-1,t-2}^*(m)$  смещенных входных последовательностей  $\{s(n)\}_{1,t}$  и  $\{s(n)\}_{-1,t-2}$ , получим более компактное представление для ЧКП:

$$\alpha(m) = \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} m\right\} [2g_{0,t-1}^*(m) - g_{1,t}^*(m) - g_{-1,t-2}^*(m)]. \quad (15)$$

Выражение в квадратных скобках можно рассматривать как разность второго порядка  $\Delta^2 g_{0,t-1}^*(m)$  для комплексно-сопряженного спектра входного сигнала  $\{s(n)\}_{0,t-1}$ . Тогда

$$\alpha(m) = \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} m\right\} \Delta^2 g_{0,t-1}^*(m), \quad m=0,1,\dots,t-1. \quad (16)$$

Отсюда видно, что ЧКП СИФ имеет структуру, аналогичную ЧКП обычного согласованного фильтра. Отличие заключается лишь в том, что вместо комплексно-сопряженного спектра сигнала используется вторая разность этого спектра.

Выходной сигнал СИФ, полученный через представление его ЧКП, имеет вид:

$$\eta(n) = \frac{2}{t} \sum_{m=0}^{t-1} |g_{0,t-1}(m)|^2 \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} m(n+1)\right\} - \frac{1}{t} \sum_{m=0}^{t-1} |g_{0,t-1}(m)|^2 \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} mn\right\} - \\ - \frac{1}{t} \sum_{m=0}^{t-1} |g_{0,t-1}(m)|^2 \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} m(n+2)\right\}.$$

В момент  $n = n_0 = t-1$  будем иметь:

$$\eta(t-1) = 2E_{0,t-1} - \frac{1}{t} \sum_{m=0}^{t-1} g_{0,t-1}^*(m) g_{0,t-1}(m) \exp\left\{-i \frac{2\pi}{t} m\right\} - \\ - \frac{1}{t} \sum_{m=0}^{t-1} g_{0,t-1}(m) g_{0,t-1}^*(m) \exp\left\{i \frac{2\pi}{t} m\right\}, \quad (17)$$

где  $E_{0,t-1}$  – энергия сигнала  $\{s(n)\}_{0,t-1}$ . Вторая и третья суммы в этом выражении равны соответственно скалярным произведениям сигнала  $\{s(n)\}_{0,t-1}$  на сдвинутые вправо и влево на один отсчет копии  $\{s(n)\}_{1,t}$  и  $\{s(n)\}_{-1,t-2}$ .



Тогда

$$\eta(t-1) = 2E_{0,t-1} - (s_{0,t-1}, s_{1,t}) - (s_{0,t-1}, s_{-1,t-2}) = 2[E_{0,t-1} - (s_{0,t-1}, s_{1,t})].$$

Для прямоугольного импульса яркости  $\{s(n)\}_{0,t-1} = \{0; 1; 1; \dots; 1; 1; 0\}$  длительностью  $t = \tau + 2$  имеем  $E_{0,t-1} = \|s_{0,t-1}\|^2 = t - 2$ ,  $(s_{0,t-1}, s_{1,t}) = (s_{0,t-1}, s_{-1,t-2}) = t - 3$  и пиковый отсчет  $\eta(t-1) = 2(t-2) - 2(t-3) = 2$ .

Выражения (15) и (16) позволяют представить работу СИФ как суммарный результат трех линейных звеньев: согласованного, пересогласованного и недосогласованного (рис. 5). На входы этих звеньев подается одна и та же последовательность  $\{s(n)\}_{0,t-1}$ . Первое звено имеет ЧКП  $\omega_1(m)$ , согласованный с этой последовательностью. Второе звено с ЧКП  $\omega_2(m)$  согласовано со сдвинутой на один отсчет вправо, а третье звено с ЧКП  $\omega_3(m)$  со сдвинутой на один отсчет влево входной последовательностью  $\{s(n)\}_{0,t-1}$ .

При формировании отсчета  $\eta(t-1)$  первое звено компенсирует фазовые сдвиги спектральных составляющих сигнала и образует выходной сигнал в виде суммы энергий этих составляющих, т. е. в виде энергии сигнала  $\{s(n)\}_{0,t-1}$ . Второе и третье звенья в момент  $n = t - 1$  оказываются несогласованными с входным сигналом и формируют отсчеты АКФ входного сигнала для случая задержки на один шаг. Далее выходные отсчеты звеньев суммируются с весовыми коэффициентами 2, -1 и -1.

Рассмотрим фазовые соотношения для выходного сигнала в момент  $n = t - 1$ . Все гармоники сигнала на выходе согласованного звена в этот момент имеют одинаковый, равный нулю аргумент, а на выходе пересогласованного и недосогласованного звеньев такое положение уже не имеет места. Однако сумма выходных сигналов этих звеньев, как следует из (17), равна действительному числу  $-\frac{2}{t} \sum_{m=0}^{t-1} |g_{0,t-1}(m)|^2 \cos \frac{2\pi}{t} mn$ . Второе и третье звенья так

же, как и первое, образуют в момент  $n = t - 1$  синфазные сигналы. Такая же ситуация имеет место в обычном согласованном фильтре. Однако при образовании результирующего отсчета из удвоенного выходного сигнала первого звена вычитаются выходные сигналы второго и третьего звеньев. Следовательно, в отличие от согласованной фильтрации в момент получения пикового отсчета одна часть гармоник имеет фазу, противоположную фазе другой

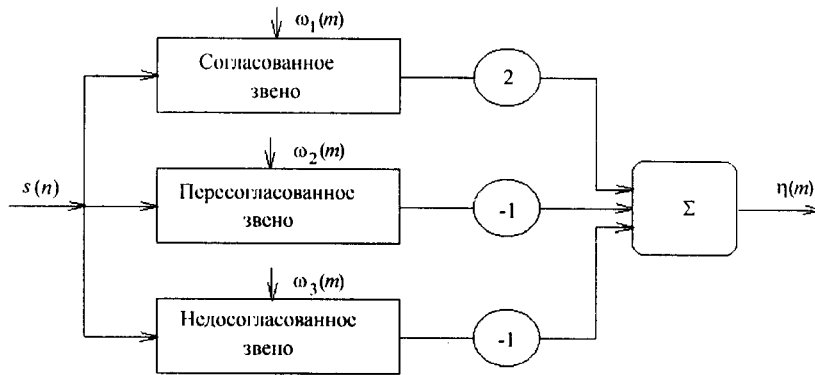


Рис. 5. Структура СИФ

части гармоник, что является следствием дифференциального характера работы СИФ.

Рассмотрим частотный аспект работы фильтра одного важного для практики случая, когда он избирательно согласован с прямоугольным импульсом. С учетом выражения (13) для импульсной характеристики получим

$$\omega(m) = \sum_{n=0}^{t-1} \lambda(n) \exp\left\{-i \frac{2\pi}{t} mn\right\} = 2 \sin \frac{2\pi}{t} m \left[ -\sin \frac{2\pi}{t} m + i \left( \cos \frac{2\pi}{t} m - 1 \right) \right].$$

Из неотрицательности величины  $\sin^2 x$  следует, что  $\operatorname{Re} \omega(m) \leq 0$ . Поэтому вектор  $\omega(m)$  всегда располагается во втором и третьем квадрантах, т. е.  $\frac{\pi}{2} \leq \arg \omega(m) \leq \frac{3\pi}{2}$ . Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная характеристики фильтра определяются выражениями

$$|\omega(m)| = 2 \left| \cos \frac{\pi}{t} m - \cos \frac{\pi}{t} 3m \right|, \quad m = 0, 1, \dots, t-1, \quad (18)$$

$$\varphi(m) = \arg \omega(m) = \begin{cases} \pi + \frac{\pi}{t} m & \text{при } m \leq \frac{t}{2}, \\ \frac{\pi}{t} m & \text{при } m > \frac{t}{2}. \end{cases}$$

Из (18) следует, что АЧХ обладает следующими свойствами (рис. 6).

1. Симметричность:  $\omega(m) = \omega(t-m)$ ,  $m = 1, 2, \dots, t-1$ .
2. Ноль АЧХ расположен в точке  $m=0$ , и если  $t$  – нечетное число, то и в точке  $m=t/2$ .
3. Максимумы АЧХ находятся в точках  $m = m_{\max 1} = ]0, 304t[$  и  $m = m_{\max 2} = ]0, 694t[$  и равны  $|\omega(m)|_{\max} = 3,0792$ , где  $]x[$  – ближайшее целое к  $x$ .

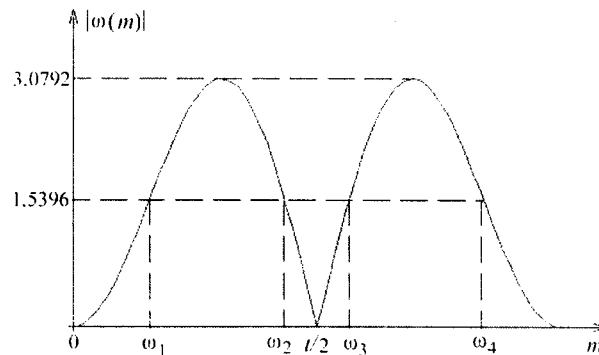


Рис. 6. Положения граничных точек полосы пропускания СИФ для прямоугольного импульса (непрерывный случай)

4. Полосы пропускания фильтра, определенные на уровне  $0,5|\omega(m)|_{\max}$ :

$$\Delta m_1 = 0,435t - 0,154t = 0,281t; \quad \Delta m_2 = 0,845t - 0,564t = 0,281t.$$

Амплитудно-частотный  $|\rho(m)|$  и фазочастотный  $\arg\rho(m)$ ,  $m=0,1,\dots,t-1$ , спектры выходного сигнала имеют вид:  $|\rho(m)| = 4\sin^2 \frac{2\pi}{t}m$ ;  $\arg\rho(m) = \frac{2\pi}{t}m$ .

**Обнаружение изображений нитевидной формы.** В качестве модели  $s(n, p)$  изображения идеального нитевидного объекта выберем изображение вертикально ориентированной полосы постоянного сечения длиной  $P$ , расположенной на нулевом фоне (рис. 7), т. е.  $s(n, p) = s(n)$  при  $p=1,2,\dots,P$ . Учитывая, что зависимость в направлении  $p$  отсутствует, дискретный аналог лапласиана равен  $\nabla^2 s(n, p) = s(n) - 2s(n-1) + s(n-2)$ . Тогда выражение для выходного сигнала СИФ принимает вид:

$$\begin{aligned} \eta(m) &= \sum_{n=0}^{t-1} \left[ \sum_{p=0}^P s(n, p) \right] \lambda(m - n_0 + n) = \\ &= P \sum_{n=0}^{t-1} s(m-n) [2s(n_0 - n + 1) - s(n_0 - n) - s(n_0 - n + 2)], \\ & \quad m=1,2,\dots,M; \quad n_0 = l_1 + \tau + l_2. \end{aligned} \quad (19)$$

Если же фильтруется произвольное вертикально ориентированное изображение  $f(n, p)$  нитевидного объекта, яркостный профиль которого может быть задан в виде импульса  $s(n)$ , то выходной сигнал СИФ будет равен

$$\begin{aligned} \eta(m) &= \sum_{n=0}^{t-1} \left[ \sum_{p=0}^P f(n, p) \right] [2s(m - n_0 + n - 1) - s(m - n_0 + n) - s(m - n_0 + n - 2)], \\ & \quad m=1,2,\dots,M; \quad n_0 = l_1 + \tau + l_2. \end{aligned} \quad (20)$$

Таким образом, фильтрация изображения  $f(n)$  сводится к накоплению отсчетов в пределах вертикального размера апертуры фильтра и к дальнейшей согласованно-избирательной фильтрации накопленного одномерного

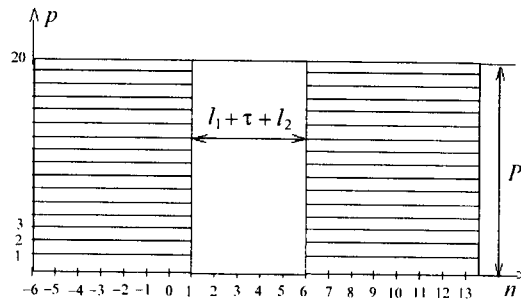


Рис. 7. Двумерная модель нитевидного изображения

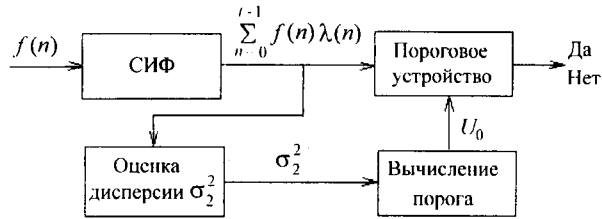


Рис. 8. Структура обнаружителя изображений нитевидной формы с вычислением текущего значения порогового уровня

импульса яркости. Задача обнаружения нитевидного объекта заключается в принятии обоснованного решения о том, что входной сигнал  $f(n, p)$  представляет собой смесь флуктуационных и фоновых шумов и импульса  $s(n, p)$  (гипотеза  $H_1$ ) либо импульс  $s(n, p)$  отсутствует и имеются только шумы (гипотеза  $H_2$ ). В момент формирования пикового значения выходного сигнала  $\eta(t-1)$  фильтр обеспечивает близкое к максимально возможному превышение выходного сигнала при истинности гипотезы  $H_1$  над выходным сигналом при истинности гипотезы  $H_2$  [7]. Для обеспечения заданной надежности принимаемого решения полный отсчет  $\eta(t-1)$  сравнивается с порогом  $\Lambda_0$ , учитывающим риски ошибочных решений и априорные вероятности наличия и отсутствия изображения в накопленном импульсе яркости [12]:

$$\sum_{n=0}^{t-1} \left[ \sum_{p=1}^p f(n, p) \right] [2s(n) - s(n-1) - s(n+1)] \geq \frac{1}{C} \Lambda_0 \bar{R}(0) \bar{\alpha}.$$

При работе с реальными сценами вследствие априорных трудностей в качестве критерия работы обнаружителя выбирается критерий Неймана – Пирсона [13], обеспечивающий максимум вероятности правильного обнаружения  $D$  при заданном уровне вероятности ложной тревоги  $F$ . В нашем случае максимум  $D$  достигается за счет применения в качестве достаточной статистики пикового полного выходного сигнала  $\eta(t-1)$  СИФ. При этом

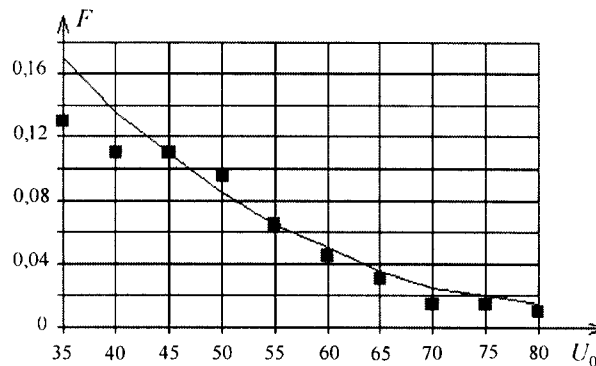


Рис. 9. Зависимость вероятности ложной тревоги  $F$  при обнаружении изображения дороги от величины порогового уровня  $U_0$  по результатам согласованно-избирательной фильтрации: сплошная кривая – теоретическая, квадратики – экспериментальные значения  $F$  (фильтр избирательно согласован с прямоугольным импульсом,  $\tau = 3$ )

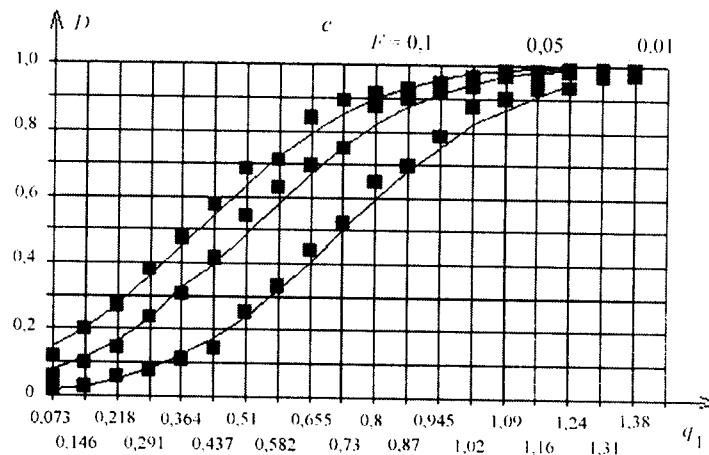
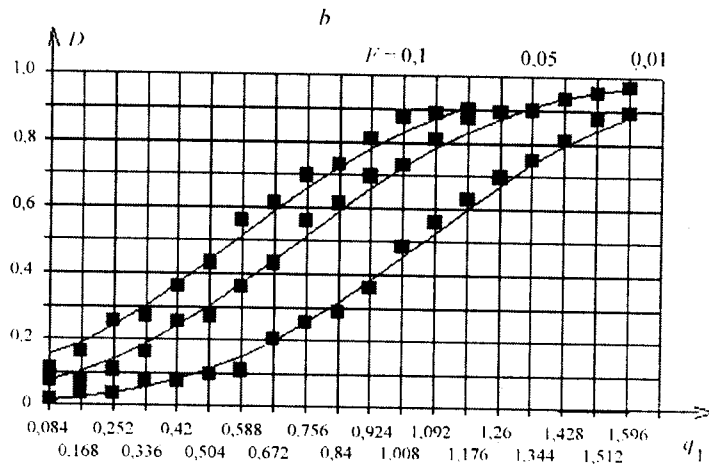
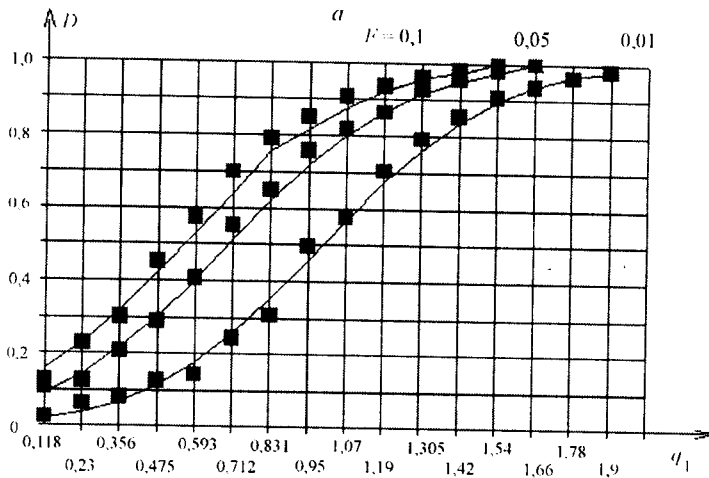


Рис. 10. Характеристики обнаружения изображения дороги шириной  $\tau = 3$  (количество накопленных строк яркости  $P = 1$ ): *a* – прямоугольный импульс яркости. *b* – импульс яркости с линейными фронтами. *c* – импульс яркости с параболическими фронтами (сплошная кривая – теоретический метод. квадратики – экспериментальный метод)

вероятность  $F$  задается величиной порога  $\Theta$ , с которым сравнивается величина  $\eta(t-1)$ . Правило обнаружения принимает вид:

$$\sum_{n=0}^{t-1} \left[ \sum_{p=1}^P f(n, p) \right] [2s(n) - s(n-1) - s(n+1)] \geq \frac{\Theta}{C} \bar{R}(0) \bar{\alpha} = U_0. \quad (21)$$

Кроме априорных вероятностей, нам неизвестны средние значения дисперсии  $\bar{R}(0)$  фонового шума и декремент затухания  $\bar{\alpha}$  его АКФ, а также спектральная плотность  $N_0$  флуктуационного шума. Поэтому мы имеем лишь правило (21) работы квазиоптимального обнаружителя, но задача определения порога  $U_0$  остается нерешенной. Один из подходов к определению  $U_0$  основан на гипотезе о нормальном характере распределения  $Q(\eta)$  шума на выходе СИФ. Учитывая сильную корреляцию отсчетов фонового шума, правильность этой гипотезы была проверена экспериментально. Если  $\hat{\sigma}_\eta^2$  – оценка дисперсии выходного шума, то вероятность  $F$  и пороговый уровень  $U_0$ , гарантирующий эту вероятность, связаны известным соотношением  $F = \int_{U_0}^{\infty} Q(\eta) d\eta$ . Таким образом, обнаружитель должен содержать простой

СИФ, блок оценки дисперсии выходных отсчетов шума и вычислитель порогового уровня (рис. 8). На рис. 9 показаны зависимости вероятности  $F$  от  $U_0$ , найденные теоретически и экспериментально. Хорошее совпадение результатов подтверждает нормальный характер закона распределения выходного сигнала СИФ. Для оценки эффективности синтезированного обнаружителя были построены характеристики обнаружения. На рис. 10 представлены такие характеристики для изображения дороги длиной в один пиксел ( $P=1$ ), шириной  $\tau=3$ , когда яркостный профиль дороги представляет собой импульс с прямоугольным, линейным или параболическим фронтом. Из графиков видно, что теоретические и экспериментальные результаты хорошо совпадают. Из сравнения графиков, соответствующих импульсам яркости с разными формами фронтов, следует, что пороговые сигналы слабо зависят от вида фронта. На рис. 11 показаны характеристики обнаружения изображения

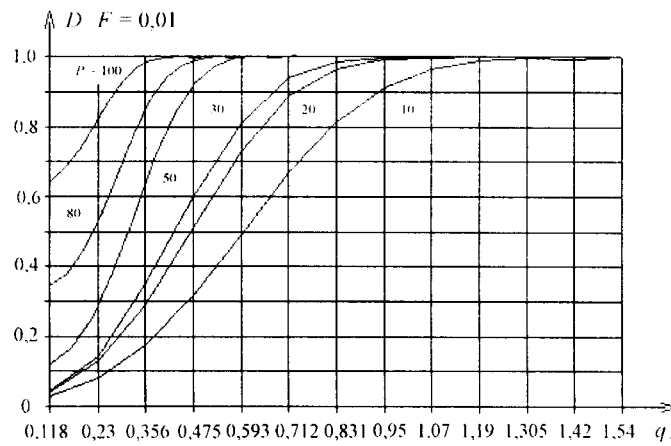


Рис. 11. Характеристики обнаружения изображения дороги шириной  $\tau=3$  в зависимости от количества  $P$  накопленных строк яркости

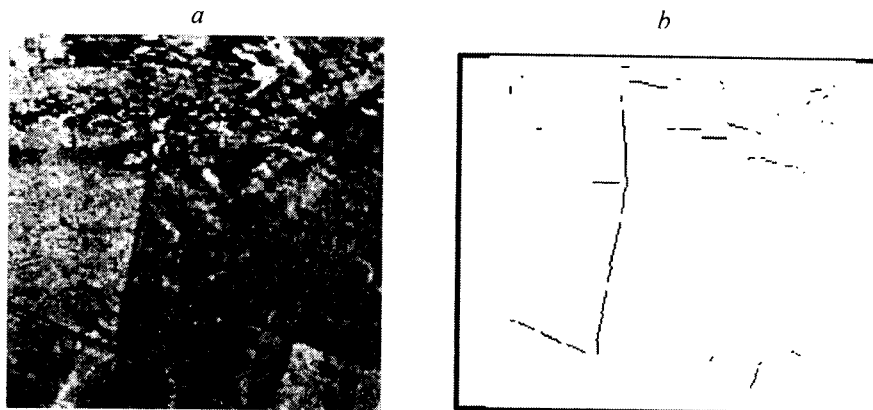


Рис. 12. Реальная сцена земной поверхности, содержащая изображение протяженного объекта, (а) и результат работы обнаружителя (б)

дороги шириной 3 пиксела и длиной  $P = 10, 20, 30, 50, 80$  и  $100$  пикселей. Судя по этим характеристикам, увеличение длины в  $P$  раз приводит к росту вероятности  $D$  примерно в  $\sqrt{P}$  раз. Значительный интерес представляет сравнение эффективности рассматриваемого обнаружителя с обнаружителем, реализующим потенциальные возможности. В этом плане была сопоставлена характеристика оптимального обнаружения импульса с  $\tau = 3$  на фоне только широкополосных шумов с характеристиками обнаружения на базе СИФ. Проигрыш оказался не очень значительным: для вероятности  $D = 0,7$  входное отношение сигнал/шум при согласованной фильтрации равно  $0,67$ , а при согласованно-избирательной –  $1,23$ , т. е. увеличилось примерно на 3 дБ. На рис. 12 представлены результаты обнаружения на базе СИФ изображения дороги в реальной ландшафтной сцене с низким отношением сигнал/шум. В связи с тем, что ориентация изображения дороги может быть произвольной, обнаружитель содержит 18 каналов. В каждом  $j$ -м канале,  $j = 2, 3, \dots, 18$ , обрабатывалась сцена, повернутая на  $10^\circ$  относительно сцены в  $(j - 1)$ -м канале. Для принятия решения выбирался канал с максимальным пиковым отсчетом. Пропуски в нижней части сцены вызваны краевыми эффектами при ее повороте.

**Заключение.** Метод согласованно-избирательной фильтрации базируется на том, что спектральные характеристики реальных фонов в аэроландшафтных сценах информативны для обнаружения изображений области подчиняются закону квадратичной гиперболы. Показано, что механизмы работы согласованного и согласованно-избирательного фильтра имеют значительные различия. Полученные в данной работе результаты позволяют осуществить инженерный расчет СИФ для квазиоптимального обнаружения изображений протяженной формы. Экспериментально-теоретическое исследование СИФ и основанных на нем обнаружителей показало слабую зависимость результатов от формы импульса яркости в сечении изображения. Поэтому целесообразно применять СИФ для прямоугольных импульсов яркости как наименее трудоемкие. Рассмотренный в работе обнаружитель базируется на сведении двумерной задачи описания изображения к одномерной. Если при  $\tau = 8$  и  $P = 20$  использовать двумерную модель, то потре-

буется порядка  $10^9$  операций типа сложения, а при одномерной модели –  $10^6$  операций, т. е. значительно меньше.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Oliver C. J.** Information from SAR images // Phys. D. 1991. **24**, N 9. P. 1493.
2. **Lalltha L.** A technique for road detection from high resolution satellite image // IGARSS'89: Remote Sens.: Econ. Tool Ninetis [and] 12th Can. Symp. Remote Sens., Vancouver, July 10–14, 1989. N. Y., 1990. 4. P. 2246.
3. **Grier P.** Joint STARS does its stuff // Air Force Mag. 1991. **74**, N 6. P. 38.
4. **Попов А. А., Галкина Т. В., Орлова Т. И. и др.** Метод выделения контуров протяженных детерминированных объектов в стохастических полях // Радиотехника и электроника. 1991. **36**, вып. 11. С. 2240.
5. **Поветко В. Н., Понькин В. А.** Оценка качества обнаружения пространственно протяженных объектов по их изображениям // Радиотехника и электроника. 1993. **35**, № 4. С. 685.
6. **Желтов С. Ю., Папков С. Б.** Полуавтоматическое выделение протяженных объектов на аэрокосмических снимках и их описание с помощью различных кривых для представления в пространственных моделях местности // РОАИ-3-97: Тез. докл. Нижний Новгород, 1997. Ч. 2. С. 51.
7. **Василенко Г. И.** Голографическое опознавание образов. М.: Сов. радио, 1977.
8. **Сергеев Г. А., Янутш Д. А.** Статистические методы исследования природных объектов. Л.: Гидрометеоздат, 1973.
9. **Лебедев Д. С., Цуккерман И. И.** Телевидение и теория информации. М.–Л.: Энергия, 1965.
10. **Пугачев В. С., Синицын И. Н.** Стохастические дифференциальные системы. Анализ и фильтрация. М.: Наука, 1990.
11. **Лезин Ю. С.** Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. М.: Сов. радио, 1969.
12. **Рабинер Л., Гоуд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.
13. **Сосулин Ю. Г.** Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. радио, 1978.

*Поступила в редакцию 5 февраля 1998 г.*