

УЛУЧШЕНИЕ КАЧЕСТВА ТЕПЛОВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ С ТОЧЕЧНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ИЗЛУЧЕНИЯ

Бехтин Ю.С., д.т.н., профессор кафедры автоматики и информационных технологий в управлении, ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» (РГРТУ), e-mail: yuri.bekhtin@yandex.ru

Ильин А.А., аспирант очной аспирантуры при ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина» (РГРТУ), e-mail: for-ide@mail.ru

IMPROVING THE QUALITY OF INFRARED IMAGES WITH POINT SOURCES

Bekhtin Yu.S., Ilyin A.A.

The method of two-dimensional processing of the infrared (IR) sensor output signals when forming a frame with point sources is considered. The method improves the quality of the output frame and allows detecting the point sources during the scanning process, while the energy of the light spot of which is distributed over four to neighboring photosensitive squares. The experimental results have also shown improving the shape of the IR sensor reaction on the point sources and increasing the output signal-to-noise ratio in the presence of fixed pattern noises.

Key words: infrared sensor, photosensitive element, line of photo-elements, point source, probabilistic relay.

Ключевые слова: тепловизионный приемник, фоточувствительный элемент, линейка фотозащитных элементов, фоточувствительная площадка, точечный источник излучения, вероятностное реле.

Введение

Тепловизионные приемники (ТП) широко применяются в различных областях народного хозяйства, где возникает задача селекции и определения местоположения точечных источников излучения (ТИИ) [1]. В качестве примеров можно привести обнаружение утечек на газопроводах, устройств робототехники с управляющими сигналами в форме последовательностей ТИИ, обнаружение потерявшихся людей, структурированную подсветку при формировании трехмерных изображений деталей и др. Понятие ТИИ часто используется в теории пеленгации и радиолокации [2]. ТИИ представляет собой источник излучения электромагнитного сигнала, образ которого описывается двумерной унимодальной функцией, и положение максимума которой определяют координаты ТИИ. В общем случае селекция ТИИ и оценка его координат производится в кадре изображения, формируемого на выходе ТП, который содержит другие протяженные объекты и искажен воздействием как внешних, так и внутренних специфических шумов ТП [6-12].

Большинство методов обработки изображений ТП с ТИИ основано на различных модификациях алгоритмов одномерной согласованной фильтрации, корреляционно-экстремальной обработке и т.п. При этом обычно полагают, что шумы ТП не коррелированы, фон и структурная помеха либо отсутствуют, либо удалены [6-12]. Однако в ряде разработок оптико-электронных сканирующих систем с ТП, которые содержат двухрядные линейки фоточувствительных элементов (ФЧЭ), подобные предположения оказываются недопустимыми по следующим причинам. Во-первых, поскольку диаметр

Рассматривается метод двумерной обработки выходных сигналов фоточувствительной линейки тепловизионного приемника (ТП) при формировании кадра с точечными источниками излучения (ТИИ). Метод позволяет в процессе сканирования обнаруживать ТИИ, энергия светового пятна которого распределяется по четырем соседним фоточувствительным площадкам линейки, а также улучшать форму реакции ТП на ТИИ и выходное отношение сигнал-шум при наличии специфических шумов ТП.

пятна рассеяния от ТИИ согласован с размером фоточувствительной площадки (ФЧП) ФЧЭ, то происходит распределение энергии светового пятна по соседним ФЧП, приводящее к значительному снижению отношения сигнал-шум. Во-вторых, т.н. тепловые шумы в каждом электронном канале соответствующего ФЧЭ оказываются сильно коррелированными из-за относительно большого значения постоянной времени ФЧЭ. В-третьих, имеет место значительная по величине структурная помеха, обусловленная действием темнового тока ТП, которая проявляется в виде медленно меняющейся низкочастотной помехи. В-четвертых, коэффициент передачи по каждому каналу ТП не равен условной единице, что вынуждает проводить периодическую калибровку ТП. Наконец, типичной является ситуация, когда реакция от ТИИ представляется ограниченным числом дискретных отсчетов. Смещение максимума импульсного сигнала относительно моментов выборки приводит к снижению отношения сигнал-шум.

Предлагаемый ниже двумерный метод повышения качества изображений за счет стабилизации формы и амплитуды канальных импульсов от ТИИ в ТП с двухрядными линейками ФЧЭ является попыткой в полной мере учесть отмеченные выше особенности формирования кадра изображения ТП. Техническая реализация метода в виде встроенного аналого-цифрового модуля ТП обеспечивала бы последующее определение параметров ТИИ «классическими» средствами цифровой обработки изображений.

Постановка задачи

Поставим задачу обработки информации с ТП с двухрядными линейками ФЧЭ, которые преобразуют световые сигналы от ТИИ в электрические импульсы колоколообразной формы, стабилизируемые на уровне единицы.

Действие электронного коммутатора, опрашивающего линейки ТП, приводит к тому, что полезный импульс суммируется с помехой C_n , значение которой определяется рабочей точкой ФПУ, и некоррелированным гауссовским шумом ξ_n . Таким образом, необходимо обнаружить и стабилизировать импульсы на уровне единицы.

Рассмотрение алгоритма будем вести в дискретном времени с интервалом дискретизации Δt , превышающим интервал дискретизации для шума ξ_n . В качестве типового импульсного сигнала рассмотрим импульс, форма которых есть \sin^2 и амплитуда которых должна быть стабилизирована на уровне единицы, как в [13].

Для математического описания сигнала введем множество состояний сигнала:

$$\theta = \{V_0, V_1\},$$

где V_0 означает отсутствие импульса, или существование импульса на уровне ниже порога m ; V_1 – превышение импульсом порога m .

Выделение импульсного сигнала сводится в этом случае к нахождению для каждого дискретного момента t_n функции $v(\theta_n)$, имеющий вид:

$$v(\theta_n) = \begin{cases} 0, & \text{при } \theta_n = V_0 \\ 1, & \text{при } \theta_n = V_1 \end{cases}.$$

Метод селекции и восстановления канальных импульсов

Обозначим амплитуду импульса через l_n . Тогда наблюдаемый сигнал будет иметь вид:

$$Z_n = l_n v(\theta_n) + C_n + \xi_n, \quad (1)$$

где ξ_n – гауссовский шум. При этом

$$\overline{\xi_n^2} = \sigma^2; \quad \overline{\xi_i \xi_j} = 0; \quad D\{l_n\} = \sigma_l^2; \quad D\{C_n\} = \sigma_c^2.$$

Последовательный опрос электронным коммутатором приводит к тому, что образуется поле дискретных отсчётов размером $M \times N$. Тогда соотношение (1) запишем при рассмотрении в двумерном пространстве:

$$Z_{ij} = l_{ij} v(\theta_{ij}) + C_{ij} + \xi_{ij}. \quad (2)$$

Обработку отсчётов Z_{ij} будем вести следующим образом. Пусть сигнал Z_{ij} поступает на дифференцирующее звено с передаточной функцией:

$$W(p) = \frac{z(p)}{Z(p)} = \frac{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + T_2 p}{T_1 T_2 p^2 + T_1 p + T_2 p + 1}, \quad (3)$$

где $p^2 = \frac{\partial}{\partial x \partial y}$; $p = \frac{\partial}{\partial x} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right)$,

где T_1, T_2 – постоянные времени RC-цепи.

Обозначим $\frac{1}{T_2} = \beta$; $\frac{1}{T_1} = \alpha$; $z(p)$ – выходной сигнал

звена.

Раскрывая (3) и переходя к дискретным отсчётам, получим:

$$z_{ij} = K^1 z_{i-1,j} + K^2 z_{i,j-1} - K^1 K^2 z_{i-1,j-1} + Z_{ij} - K^1 Z_{i-1,j} - K^2 Z_{i,j-1} + (K^1 K^2 - 1) Z_{i-1,j-1}, \quad (4)$$

где $K^1 = 1 - \alpha$; $K^2 = 1 - \beta$.

Как известно, дифференцирующее звено не пропускает постоянную составляющую входного сигнала, но зато ослабляет амплитуду полезного сигнала и искажает его форму. Изменяя коэффициенты K^1, K^2 определённым образом, можно убрать помеху C_n , восстановить форму и амплитуду импульса. Выражение (4) запишем в ином виде:

$$z_{ij} = K^1 z_{i-1,j} + K^2 z_{i,j-1} - K^1 K^2 z_{i-1,j-1} + \Delta Z_{ij}, \quad (5)$$

где $\Delta Z_{ij} = Z_{ij} - K^1 Z_{i-1,j} - K^2 Z_{i,j-1} + (K^1 + K^2 - 1) Z_{i-1,j-1}$.

Подставим (2) в (5) и рассмотрим отдельно слагаемые при помехе C_n , учитывая, что величина C_n остается постоянной для каждого ФЧЭ, т.е.

$$C_{i-1,j-1} = C_{i-1,j}; \quad C_{i,j-1} = C_{i,j}. \quad (6)$$

Тогда имеем:

$$\Delta Z_{ij} = l_{ij} v(\theta_{ij}) - K^1 l_{i-1,j} v(\theta_{i-1,j}) - K^2 l_{i,j-1} v(\theta_{i,j-1}) + (K^1 + K^2 - 1) l_{i-1,j-1} v(\theta_{i-1,j-1}) + (1 - K^2)(C_{i-1,j-1} - C_{i,j}) + \xi_{ij},$$

где $\zeta_{ij} = \xi_{ij} - K^1 \xi_{i-1,j} - K^2 \xi_{i,j-1} + (K^1 + K^2 - 1) \xi_{i-1,j-1}$. (7)

Из выражения (7) нетрудно увидеть, что полагая $K^2 = 1$, мы исключим влияние постоянной составляющей на выходной сигнал звена. Тогда выражение (5) преобразуется к следующему виду:

$$z_{ij} = K^1 (z_{i-1,j} - z_{i-1,j-1} - Z_{i-1,j} + Z_{i-1,j-1}) + z_{i,j-1} - Z_{i,j-1} + Z_{ij}. \quad (8)$$

Опрос электронным коммутатором осуществляется по строкам информационного поля $M \times N$; поэтому есть смысл перейти к одномерным (строчным) координатам, т.к. всегда идет обработка одного элемента (отсчета), тогда как другие необходимые отсчеты хранятся во внешней памяти. Введем новые переменные:

$$\bar{S}_n = (z_{i-1,j} - z_{i-1,j-1} - Z_{i-1,j} + Z_{i-1,j-1});$$

$$\bar{z}_n = K_{n-1}^1 \bar{S}_n + z_{i,j-1} - Z_{i,j-1};$$

$$z_{ij} = z_n; \quad Z_{ij} = Z_n.$$

Тогда (8) можно записать:

$$z_n = \bar{z}_n + Z_n. \quad (9)$$

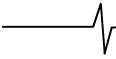
Нетрудно видеть, что:

$$\bar{z}_n = K^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1}, \quad \text{где } \bar{z}_{n-1} = z_{i,j-1} - Z_{i,j-1}.$$

В итоге получаем,

$$z_n = K^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1} + Z_n. \quad (10)$$

При подаче на выход звена сигнала Z_n мы уже имеем установленные ранее (т.е. на предыдущем такте) коэффициенты K_{n-1}^1, K_{n-1}^2 . Задача заключается в том, что при наличии импульса в сигнале Z_n (т.е. $K(\theta_n) = 1$),



необходимо найти такие оптимальные значения K_n^1 и K_n^2 , чтобы осуществилась стабилизация полезного сигнала на уровне условной единицы. Для этого рассмотрим работу дифференцирующего звена (рис. 1) при подаче на его вход сигнала без аддитивной помехи, т.е.

$$\tilde{Z}_n = I_n + C_n \text{ при } v(\theta_n) = 1.$$

Чтобы «подтянуть» точку В к точке С, необходимо выполнить два условия:

1) $\tilde{Z}_n + [CD] = 1$, где $[CD]$ – отрицательно определенная величина. Другими словами, отрезок $[CD]$ на рис. 1 представляет собой отклонение стабилизированного (то есть восстановленного) импульсного сигнала от наблюдаемого входного сигнала.

Тогда необходимо определить $[CD]$. Если на следующем такте установить такой K_n^1 , что

$$2) K_n^1 \bar{S}_n + \bar{z}_n = [CD],$$

то можно найти условие пересчета коэффициента K_n^1 на следующий такт:

$$K_n^1 \bar{S}_n + \bar{z}_n + I_n + C_n = 1. \quad (11)$$

Поскольку $\bar{z}_n = K_{n-1}^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1}$, то условие (11) запишется так:

$$K_n^1 \bar{S}_n + K_{n-1}^1 \bar{S}_n + \bar{z}_{n-1} + I_n + C_n = 1. \quad (12)$$

Из выражения (12) находим K_{n-1}^1 :

$$K_{n-1}^1 = \frac{1 - I_n - C_n - \bar{z}_{n-1} - K_n^1 \bar{S}_n}{\bar{S}_n}. \quad (13)$$

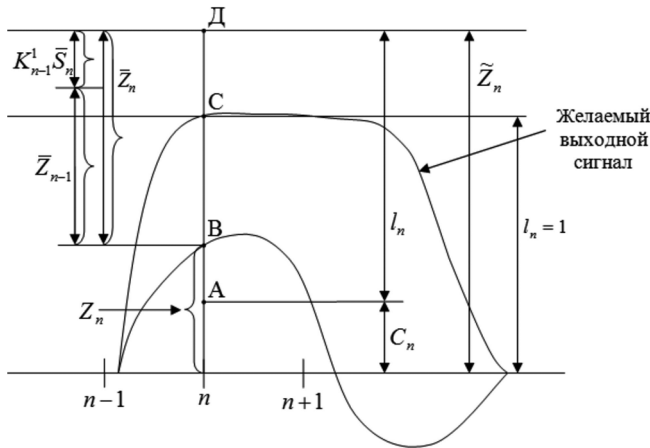


Рис. 1. Иллюстрация работы дифференцирующего звена

Обозначим через V_n и \hat{I}_n оценки состояния сигнала $v(\theta_n)$ и амплитуды I_n стабилизированного сигнала соответственно. Введем в рассмотрение ошибки ε_v , ε_I , ε_{K_1} , ε_{K_2} в оценке величин $v(\theta_n)$, I_n и требуемых, согласно (7) и (13) коэффициентов передачи K_n^1 и K_n^2 . При этом примем во внимание, что информация об амплитуде импульсов, а, значит, возможность оценивать их амплитуду и управлять коэффициентами передачи звена имеется только тогда, когда $v(\theta_n) = 1$. При отсутствии импульсов ($v(\theta_n) = 0$) информация об амплитуде

импульса отсутствует и, следовательно, не имеется никаких оснований изменять ранее полученную оценку амплитуды импульсов и уже установленные коэффициенты передачи. В связи с этим в качестве ошибки в определении оценок V_n , I_n , K_n^1 и K_n^2 примем следующие величины:

$$\varepsilon_v = (V_n - 1)v(\theta_n) + V_n(1 - v(\theta_n));$$

$$\varepsilon_I = (\hat{I}_n - I_n)v(\theta_n) + (\hat{I}_n - \hat{I}_{n-1})[1 - v(\theta_n)];$$

$$\varepsilon_{K_1} = \left(\frac{1 - I_n - C_n - K_{n-1}^1 \bar{S}_n - \bar{z}_{n-1} - K_n^1}{\bar{S}_n} \right) \times v(\theta_n) + (K_n^1 - K_{n-1}^1)[1 - v(\theta_n)];$$

$$\varepsilon_{K_2} = (1 - K_{n-1}^2)v(\theta_n) + (K_n^2 - K_{n-1}^2)[1 - v(\theta_n)]. \quad (14)$$

Действие аддитивной помехи ξ_n в сигнале z_n приводит к тому, что ошибки ε_v , ε_I , ε_{K_1} , ε_{K_2} будут случайными величинами, зависящими от состояния сигнала θ_n , действительной амплитуды импульса I_n , величины помехи C_n , и при данном результате наблюдения z_n будут иметь условное распределение вероятностей [3]:

$$P(I_n, \theta_n, C_n | Z_n) = P(z_n | I_n, \theta_n, C_n) P(I_n) \times P(C_n) \cdot \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)}. \quad (15)$$

Будем полагать, что помеха ε_n является гауссовой с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ^2 , т.е. имеет плотность распределения вероятностей:

$$W(\xi_n) = N_{\xi}(0, \sigma^2), \text{ или } W(\xi_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{\xi_n^2}{2\sigma^2}}.$$

Учитывая при этом, что согласно (1) и (9) будет:

$$\xi_n = z_n - \bar{z}_n - I_n v(\theta_n) - C_n,$$

то для вероятности $P(z_n | I_n, \theta_n, C_n)$ получаем выражение:

$$P(z_n | I_n, \theta_n, C_n) = W[z_n - \bar{z}_n - I_n v(\theta_n) - C_n] = N_{Z_n}[I_n v(\theta_n) + C_n + \bar{z}_n, \sigma^2]$$

или

$$P(z_n | I_n, \theta_n, C_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} e^{-\frac{[z_n - I_n v(\theta_n) - \bar{z}_n - C_n]^2}{2\sigma^2}}. \quad (16)$$

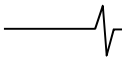
Будем считать, что I_n имеет нормальное распределение с математическим ожиданием \bar{I}_n и дисперсией σ_I^2 :

$$P(I_n) = N_{I_n}(\bar{I}_n, \sigma_I^2), \text{ или } P(I_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_I^2} e^{-\frac{(I_n - \bar{I}_n)^2}{2\sigma_I^2}}. \quad (17)$$

Будем считать, что помеха C_n также имеет нормальное распределение с математическим ожиданием \bar{C}_n и дисперсией σ_C^2 :

$$P(C_n) = N_{C_n}(\bar{C}_n, \sigma_C^2), \text{ или } P(C_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_C^2} e^{-\frac{(C_n - \bar{C}_n)^2}{2\sigma_C^2}}. \quad (18)$$

С учетом выражений (16), (17) и (18) соотношение (15) запишется в виде:



$$P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) = N_{Z_n} [\bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \sigma^2] N_{l_n} (\bar{l}_n, \sigma_l^2) N_{C_n} (\bar{C}_n, \sigma_C^2) \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)}. \quad (19)$$

Путем математических преобразований исключим величины l_n и C_n из первого сомножителя:

$$P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) = N_{Z_n} [\bar{z}_n + \bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n, X_v^2] N_{l_n} (\tilde{m}_v, S_v^2) N_{C_n} (\tilde{d}_v, S_c^2) \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)}, \quad (20)$$

где

$$X_v^2 = v(\theta_n) \sigma_l^2 + \sigma_C^2 + \sigma^2; \quad S_v^2 = \frac{\sigma_l^2 \sigma^2}{\sigma_l^2 v(\theta_n) + \sigma^2}; \quad S_c^2 = \frac{\sigma_C^2 \sigma^2}{\sigma_C^2 \sigma^2};$$

$$m_v = \frac{\tilde{z}_n v(\theta_n) \sigma_l^2 + \bar{l}_n \sigma^2}{v(\theta_n) \sigma_l^2 + \sigma^2};$$

$$d_v = \frac{\tilde{z}_n \sigma_C^2 + \bar{C}_n \sigma^2}{\sigma_C^2 \sigma^2 + \sigma^2},$$

здесь $\tilde{z}_n = z_n - \bar{z}_n$.

В качестве критерия качества получаемых оценок примем выражение из средних квадратов ошибок, имеющих вид [3, 4]:

$$\bar{\varepsilon}_v^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_v^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n; \quad (21)$$

$$\bar{\varepsilon}_l^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_l^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n; \quad (22)$$

$$\bar{\varepsilon}_{k_1}^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_{k_1}^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n; \quad (23)$$

$$\bar{\varepsilon}_{k_2}^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_{k_2}^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n, \quad (24)$$

в которые вместо ε_v , ε_l , ε_{k_1} , ε_{k_2} и $P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n)$ подставляем значения, определяемые соотношениями (14) и (20). Далее, беря частную производную от $\bar{\varepsilon}_v^2$ по V_n и приравняв нулю, получим выражение для оптимальной оценки V_n :

$$\bar{\varepsilon}_v^2 = \sum_{\theta_n} \int_{l_n} \int_{C_n} \varepsilon_v^2 P(l_n, \theta_n, C_n | Z_n) dl_n dC_n;$$

$$\frac{\partial \bar{\varepsilon}_v^2}{\partial V_n} = 0;$$

$$\sum_{\theta_n} \frac{\partial \bar{\varepsilon}_v^2}{\partial V_n} N_{z_n} (\bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n + \bar{z}_n; \chi_v^2) \times$$

$$\times \int_{l_n} N_{l_n} (\tilde{m}_v, S_v^2) dl_n \int_{C_n} N_{C_n} (\tilde{d}_v, S_c^2) dC_n \cdot \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)} = 0.$$

Поскольку $\varepsilon_v^2 = [V_n - v(\theta_n)]^2$, то отсюда следует, что

$$\sum_{\theta_n} (V_n - v(\theta_n)) N_{z_n} (\bar{l}_n v(\theta_n) + \bar{C}_n + \bar{z}_n; \chi_v^2) \times$$

$$\times \int_{l_n} N_{l_n} (\tilde{m}_v, S_v^2) dl_n \int_{C_n} N_{C_n} (\tilde{d}_v, S_c^2) dC_n \cdot \xi(\theta_n) \frac{1}{P(z_n)} = 0,$$

где $\chi_v^2 = v(\theta_n) \sigma_l^2 + \sigma_C^2 + \sigma^2$.

Раскрывая знак суммы, получим выражение для оптимальной оценки V_n :

$$V_n = \frac{N_{z_n} (\bar{l}_n + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_1^2) \xi(V_1)}{N_{z_n} (\bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_0^2) \xi(V_0) + N_{z_n} (\bar{l}_n + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_1^2) \xi(V_1)}.$$

Нетрудно убедиться, что данное соотношение представляет собой формулу Байеса и величина V_n представляет собой априорную вероятность того, что импульсный сигнал в точке «n» находится в состоянии $\theta_n = V_1$, а вероятность $\xi(V_1)$, которую удобно обозначить через \bar{V}_n , представляет собой априорную вероятность нахождения импульсного сигнала в этом состоянии.

Введем в рассмотрение отношение правдоподобия, определяемое соотношением:

$$\beta(z_n) = \frac{N_{z_n} (\bar{l}_n + \bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_1^2)}{N_{z_n} (\bar{C}_n + \bar{z}_n, \chi_0^2)},$$

где $\chi_1^2 = \sigma_l^2 + \sigma_C^2 + \sigma^2$; $\chi_0^2 = \sigma_C^2 + \sigma^2$.

Тогда выражение для V_n :

$$V_n = \frac{\beta(z_n) \bar{V}_n}{1 + [\beta(z_n) - 1] \bar{V}_n}. \quad (25)$$

Соотношение (25) представляет собой рекуррентный алгоритм порогового обнаружения интервала существования импульсного сигнала в условиях помех и получило название «вероятностного реле» [14].

Аналогичным образом, приравнявая нулю частные производные для величин \hat{l}_n , K_n^1 и K_n^2 из выражений (22), (23) и (24), приходим к следующим состояниям для определения оптимальных оценок \hat{l}_n , K_n^1 и K_n^2 :

$$\hat{l}_n = \tilde{m}_1 V_n + \hat{l}_{n-1} (1 - V_n); \quad (26)$$

$$K_n^1 = K_{n-1}^1 (1 - 2V_n) - V_n \left(\frac{\tilde{m}_1 + \tilde{d}_1 + \bar{z}_{n-1} - 1}{\bar{S}_n} \right); \quad (27)$$

$$K_n^2 = 1, \quad (28)$$

$$\text{где } m_1 = \frac{\tilde{z}_n \sigma_l^2 + \bar{l}_n \sigma^2}{\sigma_l^2 \sigma^2}; \quad d_1 = \frac{\tilde{z}_n \sigma_C^2 + \bar{C}_n \sigma^2}{\sigma_C^2 \sigma^2}.$$

В полной форме алгоритм, который образуется последовательностью соотношений (25-28), оказывается достаточно сложным для практической реализации. Однако его можно упростить. При вычислении m_1 будем полагать $\bar{l}_n = 1$, тогда

$$m_1 - 1 = b(\tilde{z}_n - 1), \text{ где } b = 1 - W_1, \quad W_1 = \frac{\sigma^2}{\sigma_l^2 + \sigma^2}.$$

$$\text{Величина } d_1 = q_1 \bar{C}_n + (1 - q_1) \tilde{z}_n, \text{ где } q_1 = \frac{\sigma^2}{\sigma_l^2 + \sigma^2}.$$

Обозначим $1 - q_1 = g$, тогда

$$\begin{aligned} & \frac{[\tilde{z}_n - C_n - l_n v(\theta_n)]^2}{2S_{Z,v}^2} + \frac{(l_n - \tilde{m}_v)^2}{2S_v^2} + \frac{(C_n - \bar{C}_n)^2}{2\sigma_C^2} = \\ & = \frac{[\tilde{z}_n - C_n - l_n v(\theta_n)]^2}{2S_{Z,v}^2} + \frac{C_n^2 - 2\tilde{z}_n C_n + 2\tilde{z}_n \bar{C}_n - \bar{C}_n^2}{2S_{Z,v}^2} + \\ & + \frac{(C_n - \bar{C}_n)^2}{2\sigma_C^2} + \frac{(l_n - \tilde{m}_v)^2}{2S_v^2}. \end{aligned}$$

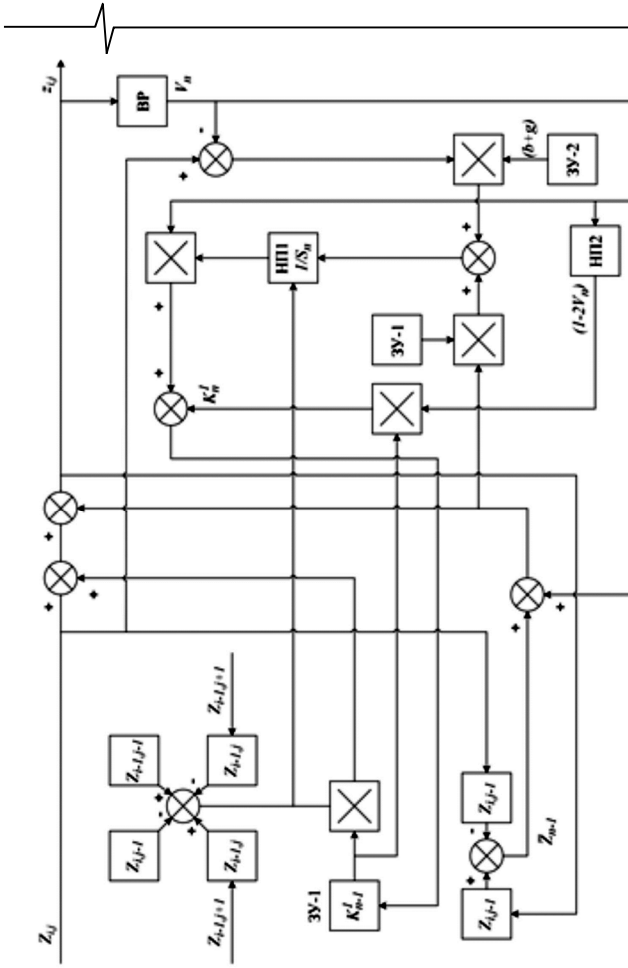


Рис. 2. Схема вычислительного устройства. Обозначения на схеме: ЗУ – запоминающее устройство, НП – нелинейный преобразователь, ВР – вероятностное реле

Для K_n^1 получим:

$$K_n^1 = K_{n-1}^1(1 - 2V_n) - V_n \left(\frac{(\bar{z}_n - 1)(b + g) + \bar{z}_{n-1} + (1 - g)\bar{C}_n + g}{\bar{S}_n} \right).$$

Рассмотрим величину:

$$\bar{z}_{n-1} = z_{i,j-1} - Z_{i,j-1}. \quad (29)$$

Поскольку выход звена $z_{i,j-1}$ стремится к единице, а сигнал $Z_{i,j-1}$ содержит постоянную составляющую, то \bar{Z}_{n-1} можно рассматривать как прогноз постоянной составляющей, т.е. $\bar{Z}_{n-1} = -\bar{C}_n$, и тогда окончательно получаем:

$$K_n^1 = K_{n-1}^1(1 - 2V_n) + \quad (30)$$

$$+ V_n \left[\frac{(z_n - \bar{z}_n - 1)(b + g) + g(1 + \bar{z}_{n-1})}{\bar{S}_n} \right].$$

Структура устройства, функционирующего по алгоритму, описываемому формулами (25), (31), (28), изображена на рис. 2.

Учитывая, что $z_n - \bar{z}_n = Z_n$, получаем

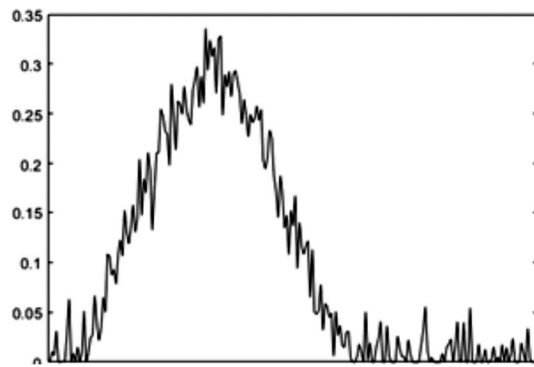
$$K_n^1 = K_{n-1}^1(1 - 2V_n) + V_n \left[\frac{(z_n - 1)(b + g) + g(\bar{z}_{n-1})}{\bar{S}_n} \right]. \quad (31)$$

Результаты моделирования

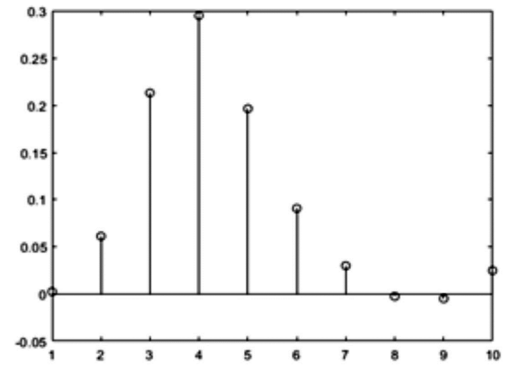
В статье приводятся результаты имитационного моделирования для случая, когда пятно рассеяния от ТИИ попадает на четыре ФЧП, распределяя энергию примерно следующим образом: 30 % приходится на ФЧП с условными номерами (1,1) и (1, 2), т.е. строка с номером 1, а оставшиеся 70 % – на ФЧП с номерами (2,1) и (2, 2) (строка с номером 2). На рис.3 приводятся непрерывный и дискретный виды сигналов на выходе каждого из четырех ФЧЭ, искаженных воздействием высокочастотной помехи; из рис. 3 видно, что полезный сигнал в каждом канале ТП представлен 5-7 дискретными отсчетами. На рис. 4 показан неискаженный и зашумленный виды суммарного сигнала с четырех ФЧЭ. По результатам обработки предложенным методом видно (рис. 5), что происходит восстановление амплитуды сигнала от ТИИ до уровня условной единицы. Рисунок 6 показывает результаты статистической обработки, когда находились зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) оценивания (восстановления) амплитуды реакции ТП на ТИИ от величины дисперсии канального шума σ^2 при отсутствии (пунктир) и при наличии обработки (непрерывная линия). Из рис. 6 видно, что предложенный метод дает существенный выигрыш по критерию СКО в случае больших значений дисперсий канальных шумов ФЧЭ.

Заключение

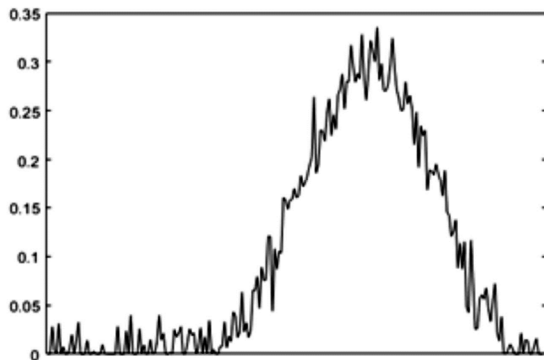
Предложенный метод не только восстанавливает сигналы от ТИИ, но и улучшает качество тепловизионного изображения в целом. Действительно, разработанный метод является практически инвариантным к изменению коэффициентов передачи ФЧЭ в рабочем режиме ТП, т.к. коэффициент усиления пересчитывается на каждом такте. Кроме того, изменения низкочастотной помехи на интервале существования канальных импульсов также учитываются из-за потактового пересчета. Таким образом, метод ориентирован на обнаружение и выделение слабых оптических сигналов в условиях нестационарности параметров ТП.



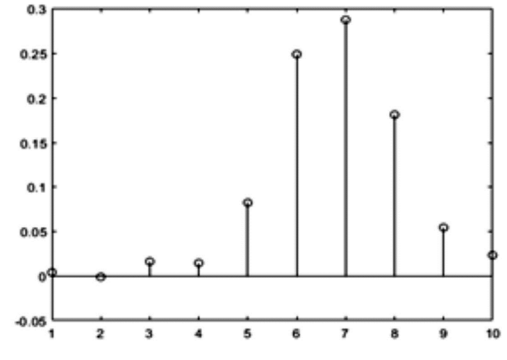
а) (1,1)



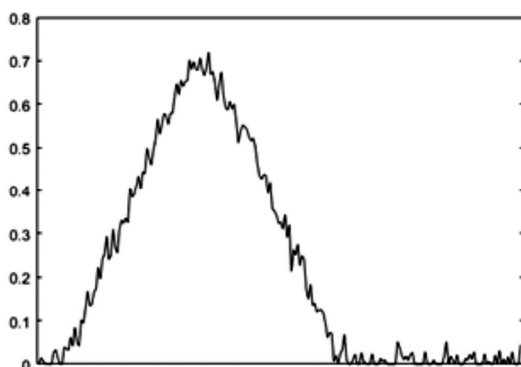
б) (1,1)



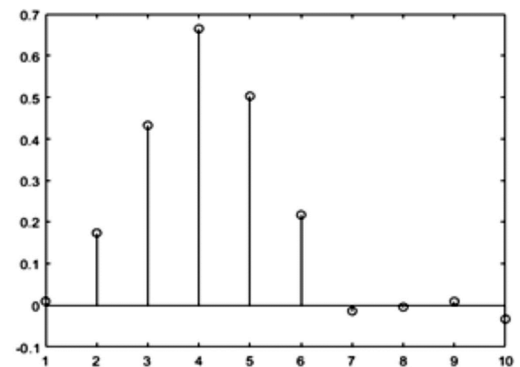
в) (1,2)



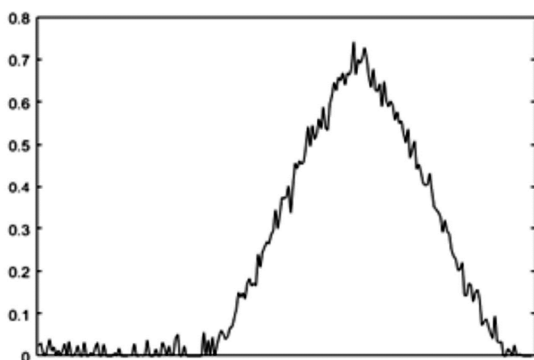
г) (1,2)



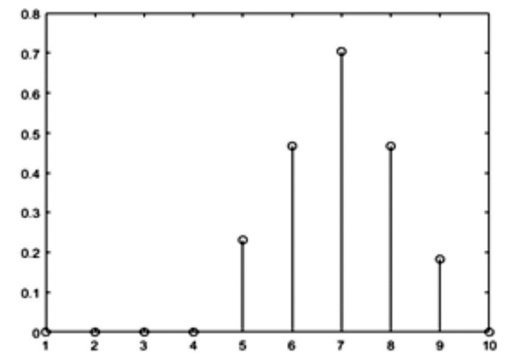
д) (2,1)



е) (2,1)



ж) (2,2)



з) (2,2)

Рис.3. Распределение энергии пятна рассеяния по четырем ФЧП (1, 1), (1, 2), (2, 1), (2, 2):
а, в, д, ж – непрерывный сигнал; б, г, е, з – используемые для расчета дискретные отсчеты

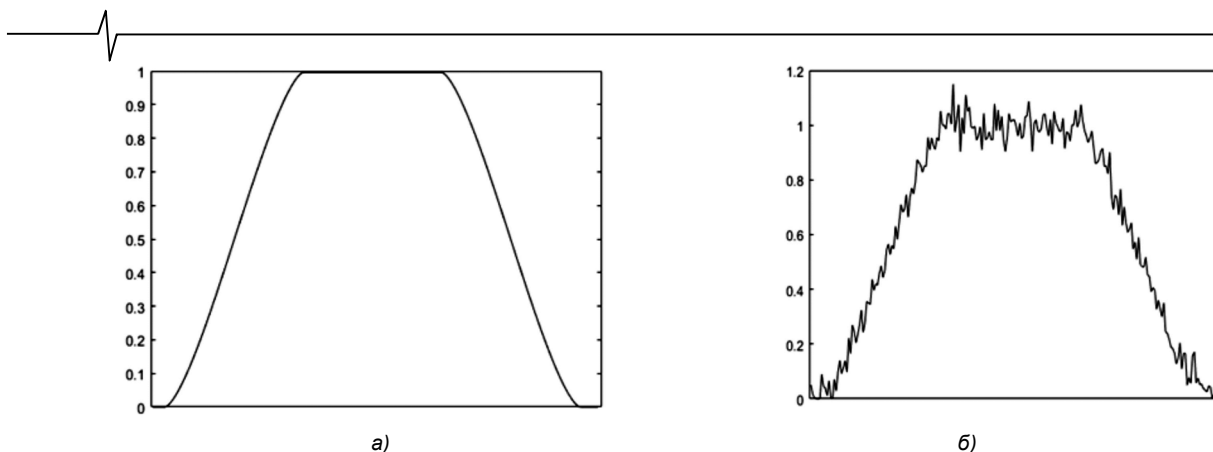


Рис. 4. Неискаженный (а) и зашумленный (б) суммарный сигнал на выходе ФЧЭ (2, 2)

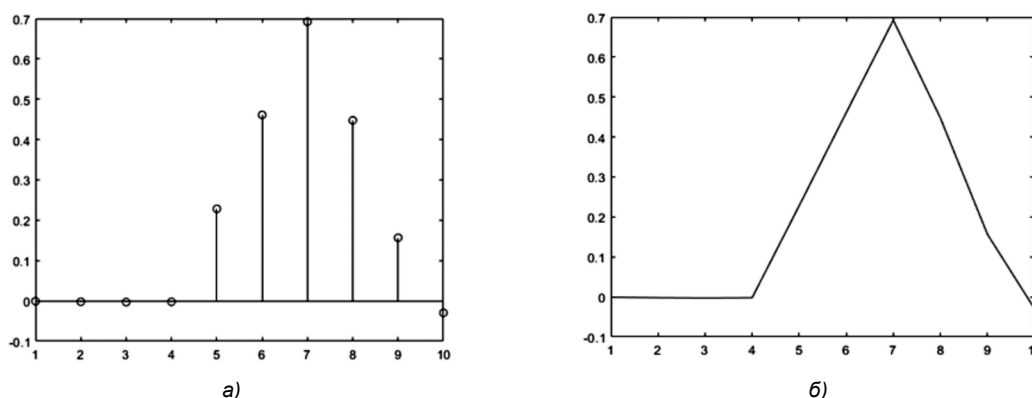


Рис. 5. Формируемый на выходе ФЧЭ (2, 2) восстановленный сигнал (а) и его кусочно-линейная аппроксимация (б)

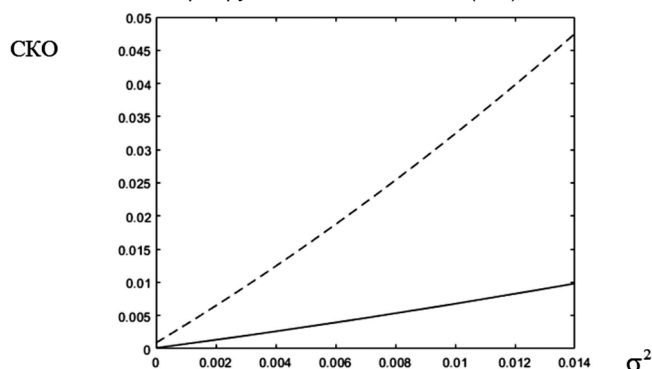


Рис. 6. Зависимость СКО восстановления амплитуды сигнала ТИИ от дисперсии канального шума при отсутствии (пунктир) и наличии обработки (непрерывная линия) предложенным методом

Литература

1. P. Norton, Campbell and S. Horn. Third generation infrared imagers, Proceeding SPIE, vol. 4130, 2000, pp. 226-235.
2. Левшин В.Л. Обработка информации в оптических системах пеленгации. М.: Машиностроение, 1978. 168 с.
3. Купер Дж., Макгиллем Н. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. М.: Мир, 1989. 379 с.
4. S.V. Vaseghi. Advanced digital signal processing and noise reduction. John Wiley, 2000. ISBN 9780471626923.
5. Alan S. Morris, Reza Langari, Measurement and Instrumentation: Theory and Application, Second Edition, Academic Press, 2016.
6. Н.Т. Нгуен, С.А. Будков, Т.А. Акименко, В.Ш. Нгуен. Анализ известных математических моделей точечного источника сигнала в системе оптико-электронного измерителя координат. Известия ТулГУ. Технические науки. 2016. Вып. 4. С. 57-64.

7. Е.Н. Зверева, Е.Г. Лебедько. Анализ точности определения временного положения сигнала для систем с многоэлементными фотоприемниками. Изв. Вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 7. С. 555-559.

8. Е.Г. Лебедько, Е.Н. Зверева, Нгуен Ву Тунг. Высокоточное определение углового положения точечного источника излучения с ПЗС-линейками. Университет ИТМО, Санкт-Петербург. Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, 2015, том 15, № 3. С. 398-404.

9. А.А. Аршакян. Покоординатный поиск центра точечного источника. Известия ТулГУ. Технические науки. 2013. Вып. 9. Ч.1. С. 217-223.

10. В.И. Замятин, С.А. Отморский. Анализ алгоритмов контроля перемещения точечного и линейного источника излучения на поверхности светочувствительной матрицы. Ползуновский вестник № 2/1, 2012. С. 35-37.

11. В.И. Замятин, С.А. Отморский. Центроидальные алгоритмы контроля координаты точечного источника излучения на основе светочувствительной матрицы. Измерение. Контроль. Информатизация: материалы десятой Международной научно-технической конференции. Барнаул, АлтГТУ, 2010.

12. Yury S. Bekhtin, Pavel V. Babayan, Valery V. Strotov. Onboard FPGA-based fast estimation of point object coordinates for linear IR-sensor. Microprocessors and Microsystems, vol. 51, June 2017, pp. 99-105.

13. Y.S. Bekhtin, Y. A. Filatov and A. A. Lupachev. Digital Stabilizing Pulse Signals on the Base of their State Estimators under Noise Environment, 2019 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEast Con), Vladivostok, Russia, 2019, pp. 1-7.

14. Патент (АС (СССР)) № 605317/ Оpubл. в Б.И., № 16, 1978. Активное вероятностное реле. Коршунов Ю.М., Симкин А.В., Филатов Ю.А.