

УДК 621.301 : 621.384.3

С. А. Покотило, А. В. Крупенько
(Иркутск)

АДАПТИВНОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ
В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМАХ

В качестве одного из возможных и просто реализуемых методов адаптивного регулирования разрешающей способности предлагается применить косое сканирование в сочетании с гексагональной выборкой. Описана оптико-электронная система наблюдения, реализующая алгоритм адаптивного регулирования разрешающей способности за счет управляемого изменения частот дискретизации по строке и кадру. Проанализированы временные характеристики электронного коммутатора, обеспечивающего регулирующую выборку сигнала изображения. Реализация системы отличается простотой и нежесткими требованиями к быстродействию коммутатора и вычислителя.

При адаптивном управлении процессом наблюдения с помощью оптико-электронных систем (ОЭС) с многоэлементными приемниками оптического излучения (ПОИ) часто возникает необходимость адаптивного автоматического регулирования разрешающей способности иконической системы в зависимости от размеров изображаемых объектов и уровня шума пространственной дискретизации (ПД) формируемого изображения, зависящего от параметров движения носителя аппаратуры [1, 2].

В качестве одного из возможных и просто реализуемых методов адаптивного управления величиной периода ПД и, следовательно, уменьшения ее шума предлагается применить косое сканирование в сочетании с гексагональной выборкой [2, 3]. Косое сканирование часто применяется при зондировании поверхностных полей с помощью ОЭС и представляет собой способ обзора поверхности линейным отрезком чувствительных элементов (ЧЭ) ПОИ, ориентированным произвольным образом в фокальной плоскости приемного объектива. Условие получения сканерного изображения без пропусков и перекрытий имеет вид

$$V_{\tau} D^{-1} = \begin{cases} F_c \gamma MN (k_1 + \cos \alpha_{\tau}), & 0^{\circ} < \alpha_{\tau} < 90^{\circ}, \\ k_2 F_c \gamma N (M \equiv 1), & \alpha_{\tau} = 0, \\ F_c \gamma MN, & \alpha_{\tau} = 90^{\circ}, \end{cases} \quad (1)$$

где V_{τ} — проекция горизонтальной составляющей скорости носителя аппаратуры на направление полета; D — дальность до наблюдаемой поверхности; F_c — частота сканирования; γ — мгновенный угол поля зрения ОЭС в направлении движения носителя; M — число ЧЭ ПОИ в линейке; N — число граней оптико-механического дефлектора; k_1, k_2 — постоянные коэффициенты; α_{τ} — угол управляемого синхронного поворота линейки ЧЭ ПОИ относительно направления сканирования при анализе поверхности и линейки светодиодов при синтезе изображения в регистрирующем устройстве [2]. Формула (1) описывает косое, а формулы (2) и (3) — соответственно последовательное и параллельное сканирование.

При косом сканировании для формирования изображения применяется прямоугольный растр [2]. Однако в цифровых ОЭС часто желательно представить входной сигнал минимальным числом отсчетов: с одной стороны, это приводит к уменьшению объема цифровой памяти, необходимого для хранения сигнала, а с другой — к снижению объема вычислений при реализации операций фильтрации. В этой связи большой интерес представляет применение гексагонального растра (рис. 1). В этом случае каждый отсчет имеет шесть ближайших равноудаленных, а не восемь разноудаленных, как в случае прямоугольного растра, соседних элементов, а величины шагов дискретизации Δx и Δy во взаимно перпендикулярных направлениях и соответствующие им частоты дискретизации ω_{xD} и ω_{yD} связаны соотношениями [3]

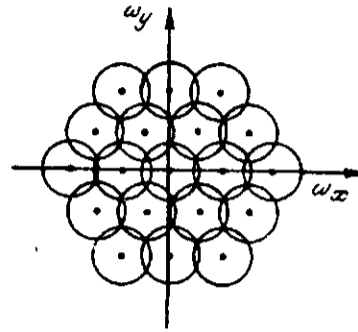


Рис. 1

$$\Delta y = \sqrt{3} \Delta x, \quad \omega_{yD} = \frac{\sqrt{3}}{3} \omega_{xD}. \quad (4)$$

Применение гексагонального растра позволяет заметно улучшить качество изображения. Во-первых, это связано со снижением уровня шума ПД. На рис. 2 показано графическое изображение области перекрытия Σ двух гауссовых пространственно-частотных спектров (ПЧС) дискретизованного сигнала, а на рис. 3 — графики зависимости мощности сигнала $P_{\Sigma}(\omega_{xD})$, соответствующего области перекрытия Σ , от величины частоты дискретизации ω_{xD} , полученные при различных значениях среднего квадратического отклонения σ_x . Из графиков видно, что при увеличении ω_{xD} мощность сигнала, соответствующего области перекрытия Σ , уменьшается. Поскольку шаг дискретизации при гексагональной выборке уменьшается по сравнению с прямоугольным растром на 13,4 % [3], уменьшение величины P_{Σ} приводит к снижению уровня искажений, вызванных муаровым эффектом [4]. Во-вторых, при условии сохранения одинакового уровня шума для системы с гексагональной выборкой требуется частота выборки, на 13,4 % меньшая по сравнению с системой, использующей прямоугольный растр. Применительно к системе тепловидения, как показывают расчеты, выполненные авторами с использованием формулы [5]

$$\Delta T_{\text{пор}}^r = \Delta T_{\text{пор}}^n [\Delta f_{\text{ш}}^r (\Delta f_{\text{ш}}^n)^{-1}]^{0.5}, \quad (5)$$

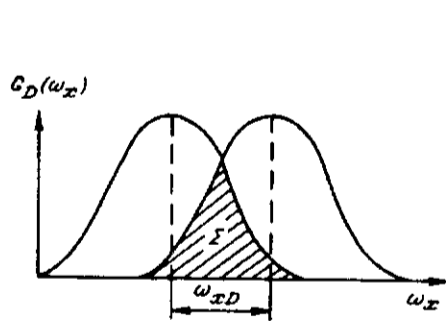


Рис. 2

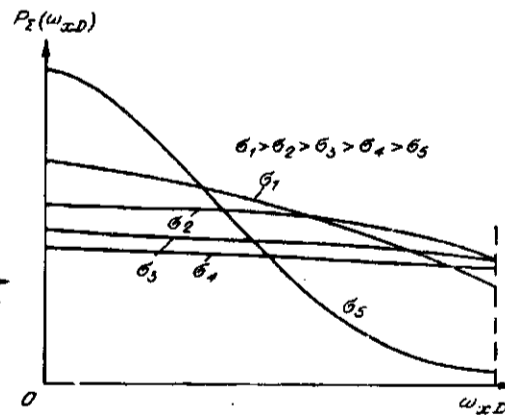


Рис. 3

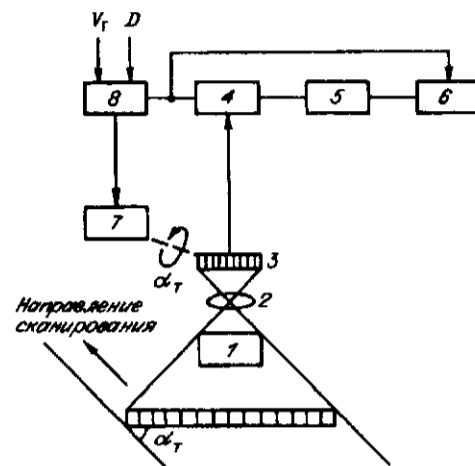


Рис. 4

элементов ПОИ, реализующей косое сканирование в сочетании с гексагональной выборкой. Инфракрасное излучение наблюдаемой поверхности с помощью оптико-механического дефлектора 1 направляется в объектив 2, с помощью которого фокусируется в плоскости расположения линейки ЧЭ ПОИ 3, установленной с возможностью управляемого поворота в этой плоскости относительно направления сканирования на угол α_T в зависимости от текущего значения $V_T D^{-1}$ (см. (1)). Электрические сигналы с выхода каждого i -го ЧЭ ПОИ ($i = \overline{1, M}$) поступают на коммутатор 4, который последовательно, с интервалом времени T_i , подключает их к входу усилителя 5. После усиления видеосигнал поступает в фоторегистрирующее устройство 6, где производится запись изображения на фотопленку линейкой СД, поворачиваемой синхронно с линейкой ЧЭ ПОИ, с интервалом T_i между включениями светодиодов [6]. С выхода вычислителя 8 сигнал, пропорциональный $V_T D^{-1}$, поступает на коммутатор 4, поворотное 7 и фоторегистрирующее 6 устройства. Коммутатор 4 представляет собой генератор стробов выборки с регулируемым периодом T_i следования стробов.

Рассмотрим алгоритм гексагональной выборки, реализуемый коммутатором 4. На рис. 5 показана линейка ЧЭ ПОИ, сканирующая с линейной скоростью v и расположенная под некоторым углом α_T к направлению сканирования. Точками обозначены места гексагональной выборки. Аналогично (4) можно записать, что (см. рис. 5)

$$l_{1i} = \sqrt{3} l_{2i}. \quad (6)$$

Выразим величины l_{1i} и l_{2i} через параметры косоугольного сканирования. Получим, что

$$l_{1i} = a_i \cos \alpha_T, \quad l_{2i} = a_i \sin \alpha_T, \quad (7)$$

где a_i — расстояние от центра первого ЧЭ до центра i -го ЧЭ.

Подставив выражения (7) в (6), получим

$$a_i \cos \alpha_T = \sqrt{3} a_i \sin \alpha_T. \quad (8)$$

Равенство (8) выполняется, очевидно, только при $\alpha_T = 30^\circ$. Однако в процессе

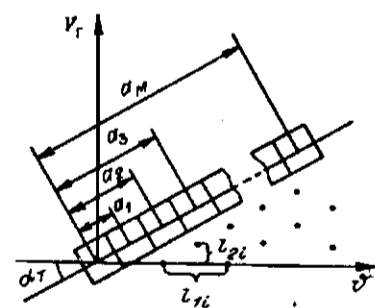


Рис. 5

где $\Delta T_{пор}^r, \Delta T_{пор}^n$ — эквивалентные шуму разности температур для системы с гексагональной и прямоугольной выборками; $\Delta f_{ш}^r, \Delta f_{ш}^n$ — шумовая полоса пропускания электронного тракта системы для гексагональной и прямоугольной выборок соответственно, что эквивалентно улучшению температурной чувствительности приблизительно на 10%. Кроме того, появляется резерв времени между отсчетами выборки, который можно использовать для обработки изображения в реальном времени на борту носителя аппаратуры, не прибегая к увеличению быстродействия процессора и объема цифровой памяти.

На рис. 4 показана функциональная схема ОЭС с многоэлементной линзой чувствительных эле-

функционирования ОЭС величина α_T изменяется в зависимости от отношения $V_r D^{-1}$ в широких пределах [2]:

$$\alpha_T = (0 \dots \alpha_y) \dots 90^\circ. \quad (9)$$

Для выполнения условия (8) и при $\alpha_T \neq 30^\circ$ к левой его части прибавим некоторую функцию $\delta(\alpha_T)$, изменяемую таким образом, что равенство (6) будет выполняться при любом α_T (см. (9)):

$$\delta(\alpha_T) + a_r \cos \alpha_T = \sqrt{3} a_r \sin \alpha_T. \quad (10)$$

Из уравнения (10) имеем

$$\delta(\alpha_T) = a_r (\sqrt{3} \sin \alpha_T - \cos \alpha_T). \quad (11)$$

Выразим период выборки

$$T_i = \delta(\alpha_T) v^{-1} \quad (12)$$

через параметры гексагонального раstra в случае косо го сканирования ($0 < \alpha_T < 90^\circ$). Для этого разделим обе части уравнения (11) на v , в результате чего получим

$$T_i = [a_r (\sqrt{3} \sin \alpha_T - \cos \alpha_T)] v^{-1}. \quad (13)$$

Графики зависимости периода гексагональной выборки от угла поворота линейки ЧЭ ПОИ при различных значениях линейной скорости сканирования показаны на рис. 6 ($1 - v = 10^2$, $2 - 10^3$, $3 - 10^4$, $4 - 10^5 \text{ мс}^{-1}$). При $\alpha_T = 30^\circ$ условие гексагональной выборки выполняется автоматически, т. е. $T_i = 0$. Это означает, что между моментами выборки сигнала с соседних ЧЭ не существует временной задержки и выборка производится со всех ЧЭ одновременно. При $\alpha_T > 30^\circ$, очевидно, $T_i > 0$, т. е. выборка ведется последовательно и начинается с последнего ЧЭ с периодом, кратным T_i , т. е. $T_M = M T_i, \dots, T_i = i T_i, \dots, T_2 = 2 T_i, T_1$. Чем больше угол α_T превышает значение 30° , тем больше будет и время задержки между отдельными выборками. При $\alpha_T < 30^\circ$ $T_i < 0$; это означает, что выборка ведется, как и в предыдущем случае, но начинается с первого ЧЭ, т. е. $T_1, 2 T_1, \dots, i T_1 = T_i, \dots, M T_1 = T_M$.

Таким образом, изменение времени гексагональной выборки сигнала изображения в зависимости от величины скорости сканирования, являющейся функцией углов сканирования и крена носителя, а также угла поворота линейки ЧЭ ПОИ, зависящего от величины отношения скорости полета носителя к дальности до наблюдаемой поверхности, позволяет реализовать адаптивное регулирование периодов ПД по строке и кадру, т. е. разрешающей способности, ОЭС. Это приводит к адаптивной дискретизации изображения, которая является принципиально неравномерной. ПЧС неравномерно дискретизованного двумерного сигнала на основе анализа результатов, приведенных в [3, 4], можно представить в виде

$$S_D(\omega_x, \omega_y) = k_D \sum_{i=1}^m \frac{1}{d_{ci}} \sum_{j=1}^n \frac{1}{d_{cj}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \times \\ \times S\left(\omega_x - k \frac{2\pi}{d_{ci}}, \omega_y - k \frac{2\pi}{d_{cj}}\right), \quad (14)$$

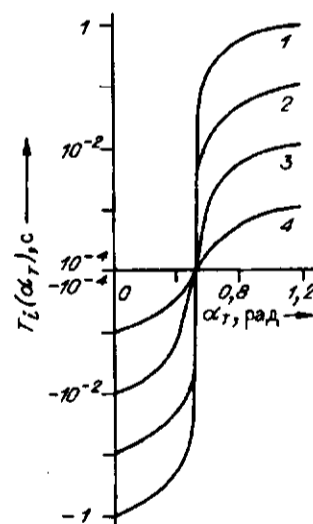


Рис. 6

где $k_D = \text{const}$ — нормирующий коэффициент; d_{ci} — период дискретизации по строке:

$$d_{ci} = V_j F_{cj}^{-1} = V_j F_{cj}^{-1} \sec \nu_j \cos \beta_{cj}, \quad (16)$$

где ν_j — угол тангажа, а β_{cj} — угол сноса носителя; F_{cj} — частота сканирования: $F_c = \omega_c (2\pi)^{-1}$.

Величина периода ПД может адаптивно регулироваться и в зависимости от характера изменения сигнала изображения, например, от его производной и распределения ее величины во времени:

$$d_{ci} = f\left(\frac{du_j}{dt}, \Delta t_j\right),$$

где u_j — сигнал изображения; Δt_j — временной интервал дискретизации.

Чем больше величина du_j/dt , тем, очевидно, сигнал должен быть восстановлен с меньшим шагом дискретизации. В случае если текущее значение производной сигнала близко к нулю, количество выборок сигнала должно быть меньше. Это позволяет не только адаптивно регулировать разрешающую способность ОЭС, но и существенно сокращать количество выборок сигнала изображения и, таким образом, облегчать его обработку в реальном масштабе времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Якушников Ю. Г., Луканцев В. Н., Колосов М. П. Методы борьбы с помехами в оптико-электронных приборах. — М.: Радио и связь, 1981.
2. Покотило С. А., Снегирев А. Л., Ясинский Г. И. Косое сканирование и его применение в тепловидении // Опт.-мех. пром-сть. — 1991. — № 3.
3. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов: Пер. с англ. — М.: Мир, 1988.
4. Прэтт У. Цифровая обработка многомерных сигналов: Пер. с англ. — М.: Мир, 1982. — Кн. 1.
5. Ллойд Дж. Системы тепловидения: Пер. с англ. — М.: Мир, 1978.
6. А. с. 1605901 СССР. Авиационный тепловизор / С. А. Покотило, А. Л. Снегирев, Р. Ш. Амиров. — Заявл. 17.06.88, Бюл. № 41.
7. Мирошников М. М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. — Л.: Машиностроение, 1983.

Поступила в редакцию 19 февраля 1992 г.