Математическая модель цифровой инфракрасной системы дистанционного зондирования Земли

06, июнь 2012

DOI: 10.7463/0612.0423297

Веселов Ю. Г., Гулевич С. П., Карпиков И. В., Островский А. С.

УДК 778.35:629.7

Россия, МГТУ имени Н.Э. Баумана

vesel_foto@mail.ru

Введение

В конце 90-х годов XX в. начался новый этап развития инфракрасных систем (ИКС), что было вызвано, в первую очередь, заметным совершенствованием и, как следствие, расширением применения двумерных (матричных) многоэлементных приемников излучения (МПИ), позволяющих реализовать методы электронного сканирования и пространственной выборки инфракрасных изображений, т.е. отказаться от оптико-механических сканирующих устройств. Опрос отдельных элементов МПИ с последующей обработкой получаемых при этом электрических сигналов принято называть «смотрящим» режимом работы, а сами системы – системами «смотрящего» типа.

Наряду с созданием МПИ высокого разрешения и большого формата на развитие ИКС «смотрящего» типа заметное влияние оказало и оказывает разработка новых полноформатных ПЗС и КМОП-схем считывания и первичной обработки сигналов с отдельных элементов МПИ. Пространственное разрешение таких систем в настоящее время приближается к разрешению оптико-электронных систем видимого диапазона.

Оценка разрешающей способности оптико-электронных систем (ОЭС) с использованием аналитического метода является одним из перспективных

направлений их исследования. Она не только позволяет проводить сравнительную оценку разнотипных ОЭС но и помогает формировать научно-техническую политику (направление) их развития (планировать распределение сил и средств при разработке стратегии развития).

Основа современного анализа качества изображения – теория линейной фильтрации (суть аналитического способа оценки разрешающей способности). Она является частью Фурье анализа – анализа, используемого для изучения реакции на сигнал линейных инвариантных устойчивых систем.

Процесс прохождения информации в инфракрасных системах условно может быть представлен в виде системы последовательного соединения отдельных передаточных звеньев. В каждое звено системы вкладывается свое физическое содержание, однако, общим для всех звеньев является то, что каждое звено оказывает свое влияние на сигнал, несущий информацию, и это влияние рассматривается независимо от других звеньев. Каждое звено инфракрасной системы (ИКС) дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) описывается своей оптической передаточной функцией (ОПФ). Оптическая передаточная функция является комплексной величиной, характеризующей способность системы изображения воспроизводить пространственные частоты, содержащиеся в спектре частот объекта. Модуль ОПФ, представляющий собой амплитуду реакции системы на синусоидальное распределение, называется функцией передачи модуляции (ФПМ). Результирующая ФПМ ИК-системы находится как произведение ФПМ отдельных звеньев системы.

Угловое (пространственное) разрешение в настоящее время является наиболее часто используемым критерием качества изображения, а следовательно и параметром контроля технического состояния ИКС. Достоинством этого критерия является его хорошая корреляция с вероятностью распознавания объектов. Согласно, аналитического метода определения разрешающей способности ИКС [1, 2], она определяется, как абсцисса пересечения двух функций: результирующей ФПМ ИКС и пороговой модуляционной характеристики.

Таким образом, для определения предельной пространственной частоты необходимо найти первый корень нелинейного уравнения

$$K_{BX}T(N) - M(N) = 0,$$

где $T(N)$ – ФПМ ИКС, $M(N)$ – пороговая модуляционная характеристика, N – пространственная частота, $N_{PP} = R$ – разрешающая способность ИКС, $\gamma = \frac{1}{2R \cdot f}$ – угловое разрешение ИКС,

$$K_{BX} = \frac{(\tau_a L_O + L_D) - (\tau_a L_\Phi + L_D)}{(\tau_a L_O + L_D) + (\tau_a L_\Phi + L_D)}.$$

Здесь τ_a – коэффициент пропускания атмосферы, L_O – энергетическая яркость объекта, L_Φ – энергетическая яркость фона, L_D – энергетическая яркость дымки.

Использование аналитического метода оценки характеристик ИКС так же позволяет осуществить оценку эффективности их применения при решении специальных задач в различных условиях.

Вывод пороговой модуляционной характеристики «Цифровая инфракрасная система - дешифровщик» на основе теории оптимального обнаружения

Одной из важных зависимостей, применяемых при оценке пространственного разрешения инфракрасных средств, является пороговая модуляционная характеристика (ПМХ). ПМХ – это характеристика, оценивающая шумовые свойства системы и глаза наблюдателя. Она представляет собой пороговый контраст теплового изображения штриховой миры, который еще распознается (визуально или автоматически) при заданной пространственной частоте. Определение ПМХ можно связать с задачей обнаружения факта наличия модуляции сигнала.

До недавнего времени ИКС ДЗЗ были представлены широким классом технических систем, элементом регистрации и отображения информации, у которых являлась фотопленка. Задача нахождения аналитического выражения ПМХ для систем такого класса решена. С появлением цифровых ИКС вопрос получения аналитического вида ПМХ, для оценки эффективности этих средств, стоит остро. В данном параграфе уделено внимание решению этого вопроса.

Выходной сигнал – это ИК-изображение, наблюдаемое оператором-дешифровщиком на мониторе. При этом на сигнал накладываются шумы, вносимыми электронной схемой считывания и приемника излучения [3, 4]. Кроме того, при визуальном восприятии действует шум зрительного анализатора, обусловленный флуктуацией возбуждения в зрительной системе человека [5]. Поэтому имеет смысл вычисление пороговой модуляции – предельной модуляции выходного сигнала, когда она еще наблюдается на фоне шумов с заданной вероятностью.

Рассмотрим характеристики шумов изображения.

Наиболее полной характеристикой шума является автокорреляционная функция

$$K_{III}(\xi, \eta) = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{A} \iint_A [G(x, y) - \bar{G}] \cdot [G(x + \xi, y + \eta) - \bar{G}] dx dy,$$

где A – площадь изображения, по которой выполняется интегрирование,

$G(x, y)$ – световое ощущение глаза изображения, $\bar{G} = \lim_{A \rightarrow \infty} \frac{1}{A} \iint_A G(x, y) dx dy$ –

среднее световое ощущение глаза изображения, ξ и η – расстояния по осям x и y соответственно между точками изображения, на которых рассчитывается корреляционная связь [6].

По автокорреляционной функции вычисляется спектральная плотность (энергетический спектр) шумов изображения $S_{III}(N_x, N_y)$.

$$S_{III}(N_x, N_y) = \int \int_{-\infty}^{\infty} K_{III}(\xi, \eta) e^{-j2\pi(N_x \xi + N_y \eta)} d\xi d\eta,$$

где N_x, N_y – пространственные частоты по осям x и y соответственно.

Особый интерес представляет постоянная составляющая спектра $S_{ш0}$ (при $N_x = N_y = 0$). Геометрический смысл $S_{ш0}$ – объем фигуры, ограниченной поверхностью $K_{ш}(\xi, \eta)$ и плоскостью $0\xi\eta$, физический смысл – энергия шума.

Одной из характеристик шума является его радиус корреляции [7]. При этом $K_{ш}(\xi, \eta)$ как бы заменяется цилиндрической поверхностью, высота которой равна $K_{ш}(0,0) = \sigma_{ш}^2$, а в основании – эллипс, площадь которого $A_K = \pi r_x r_y$ такая, что выполняется равенство $S_{ш0} = \sigma_{ш}^2 \pi r_x r_y$. По форме эллипс подобен фигуре, получаемой при сечении $K_{ш}(\xi, \eta)$ плоскостью, параллельной $0\xi\eta$. Площадь A_K называется площадью корреляции. Если характеристики шума одинаковы по ξ и по η , то сечение $K_{ш}(\xi, \eta)$ – круг, и $A = \pi r^2$, здесь r называют радиусом корреляции. Таким образом, можно записать

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_{ш}(\xi, \eta) d\xi d\eta = S_{ш0} = \pi r^2 \sigma_{ш}^2.$$

Для расчета энергии шума необходимо знать его радиус корреляции r и дисперсию $\sigma_{ш}^2$.

Для определения пороговой модуляционной характеристики необходимо описать деятельность дешифровщика при наблюдении пространственных гармонических сигналов (ПГС) на разных частотах.

Задачей дешифровщика является обнаружение факта наличия модуляции сигнала. Будем считать, что дешифровщик работает как оптимальный линейный фильтр, модель которого представлена на рисунке 1.

В процессе дешифрирования оператор использует увеличение мираы путем масштабирования оцифрованного изображения. Пусть минимальная частота наблюдаемого сигнала N_0 . Тогда наблюдается $m = N_0 \cdot \ell$ периодов ПГС. При наблюдении частоты N используется увеличение $\Gamma = N / N_0$, тогда

наблюдаемая частота будет тоже N_0 , но изображение увеличено, а, следовательно, увеличен радиус корреляции шумов в Γ раз, т.е.

$$\rho_H(N) = \rho_0 \cdot \Gamma = \rho_0 \frac{N}{N_0},$$

где $\rho_H(N)$ – наблюдаемый радиус корреляции шумов.

Пусть дешифровщик наблюдает изображение мира как квадрат со стороной ℓ (рисунок 2).

Рисунок 1 – Модель дешифровщика

Итак, возможны 2 ситуации:

1. В предъявленном изображении имеется модуляция, т.е.

$$G(x, y) = G^C(x, y) + \delta G(x, y) = G^0(x, y) + \bar{G} + \delta G(x, y),$$

где $G^C(x, y)$ – световое ощущение глаза изображения ПГС, $G^0(x, y)$ – переменная составляющая $G^C(x, y)$, $\delta G(x, y)$ – составляющая светового ощущения глаза изображения, обусловленная шумами, $\bar{G}$ – среднее значение светового ощущения глаза изображения.

Рисунок 2 - Фрагмент штриховой инфракрасной миры

2. В предъявленном изображении модуляция отсутствует

$$G(x, y) = \bar{G} + \delta G(x, y) = \zeta(x, y),$$

Получаемый на выходе фильтра сигнал может быть рассчитан по формуле

$$Z = \int_0^\ell \int_0^\ell G(x, y) \phi(x, y) dx dy =$$

$$= \begin{cases} \int_0^\ell \int_0^\ell G^0(x, y) \phi(x, y) dx dy + \varepsilon = a + \varepsilon - \text{модуляция есть,} \\ \int_0^\ell \int_0^\ell \zeta(x, y) \phi(x, y) dx dy = \varepsilon - \text{модуляции нет,} \end{cases}$$

где a – составляющая выходного сигнала фильтра, обусловленная наличием модуляции в изображении, ε – составляющая выходного сигнала, обусловленная шумами. Найдём ее характеристики при условии, что $\phi(x, y) = G^0(x, y) \cdot d$, где d – некоторая константа, а $M[\delta G(x, y)] = 0$.

Математическое ожидание

$$M[\varepsilon] = M \left[\int_0^\ell \int_0^\ell \bar{G} \cdot d \cdot G^0(x, y) dx dy + \int_0^\ell \int_0^\ell \delta G(x, y) \cdot d \cdot G^0(x, y) dx dy \right] =$$

$$= \bar{G} \cdot d \cdot \int_0^\ell \int_0^\ell G^0(x, y) dx dy + d \cdot \int_0^\ell \int_0^\ell G^0(x, y) M[\delta G(x, y)] dx dy = 0,$$

так как $\int_0^\ell \int_0^\ell G^0(x, y) dx dy = 0$ и $M[\delta G(x, y)] = 0$.

Второй момент

$$\begin{aligned} M[\varepsilon^2] &= M \left[\int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \zeta(x_1, y_1) \varphi(x_1, y_1) \zeta(x_2, y_2) \varphi(x_2, y_2) dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 \right] = \\ &= \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) \varphi(x_2, y_2) M[\zeta(x_1, y_1) \zeta(x_2, y_2)] dx_1 dy_1 dx_2 dy_2 = \\ &= \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) \varphi(x_1 + \xi, y_1 + \eta) \cdot [K_\xi(x_1, y_1, x_1 + \xi, y_1 + \eta)] dx_1 d(x_1 + \xi) dy_1 d(y_1 + \eta) + \\ &\quad + \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) \varphi(x_2, y_2) \cdot M_\zeta^2 dx_1 dx_2 dy_1 dy_2. \end{aligned}$$

Последний интеграл можно привести к следующему виду

$$\begin{aligned} &\int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) \varphi(x_2, y_2) \cdot M_\zeta^2 dx_1 dx_2 dy_1 dy_2 = \\ &= M_\zeta^2 \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) dx_1 dy_1 \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_2, y_2) dx_2 dy_2 = M_\zeta^2 \left(\int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) dx_1 dy_1 \right) \end{aligned}$$

Так как радиус корреляции ρ шума $\zeta(x, y)$ значительно меньше ℓ , то на $\xi^2 + \eta^2 \leq \rho^2$ можно принять $\varphi(x, y) \approx \varphi(x + \xi, y + \eta)$. С учетом стационарности шума $\delta G(x, y)$ можно записать $K_\zeta(x, y, x + \xi, y + \eta) = K_\xi(\xi, \eta)$ и упростить интеграл

$$\begin{aligned} &\int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi(x_1, y_1) \varphi(x_1 + \xi, y_1 + \eta) M[K_\xi(x_1, y_1, x_1 + \xi, y_1 + \eta)] dx_1 d(x_1 + \xi) dy_1 d(y_1 + \eta) \cong \\ &\cong \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi^2(x_1, y_1) \int_{-X_1}^{\ell-X_1} \int_{-Y_1}^{\ell-Y_1} K_\zeta(\xi, \eta) d\xi d\eta dx_1 dy_1 \cong \int_0^\ell \int_0^\ell \varphi^2(x, y) dx dy \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_\zeta(\xi, \eta) d\xi d\eta \end{aligned}$$

Последнее приближенное равенство записано с учетом, что ρ значительно меньше ℓ [8], поэтому изменение пределов интегрирования $K_{\zeta}(\xi, \eta)$ до бесконечных мало изменит результат.

Оценим энергию части выходного сигнала фильтра Φ обусловленной наличием модуляции

$$a^2 = \left(\int_0^{\ell} \int_0^{\ell} G^0(x, y) \varphi(x, y) dx dy \right)^2.$$

Необходимо выбрать $\varphi(x, y)$ такую, чтобы доставляла максимум a^2 .

Известно, что $\left(\int_0^{\ell} \int_0^{\ell} G^0(x, y) \varphi(x, y) dx dy \right)^2 \leq \int_0^{\ell} \int_0^{\ell} G^{02}(x, y) dx dy \cdot \int_0^{\ell} \int_0^{\ell} \varphi^2(x, y) dx dy$, которое выполняется как равенство, если $\varphi^0(x, y) = d \cdot G^0(x, y)$, где d – константа. Следовательно, это и есть условие максимума a^2 .

Физический смысл: дешифровщик строит мысленный образ сигнала, который он должен обнаружить. Поскольку вид сигнала ему известен, то мысленный образ $\varphi(x, y)$ соответствует обнаруживаемому сигналу $G^0(x, y)$.

Доказано [9], что наименьшая ошибка обнаружения соответствует максимуму отношения сигнал/шум q :

$$q = \sqrt{\frac{a^2}{M[\varepsilon^2]}},$$

или в развернутом виде

$$q^2 = \frac{\int_0^{\ell} \int_0^{\ell} G^{02}(x, y) dx dy \cdot \int_0^{\ell} \int_0^{\ell} \varphi^2(x, y) dx dy}{M_{\zeta}^2 \left[\int_0^{\ell} \int_0^{\ell} \varphi(x, y) dx dy \right]^2 + \int_0^{\ell} \int_0^{\ell} \varphi^2(x, y) dx dy \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_{\zeta}(\xi, \eta) d\xi d\eta}.$$

Если $\varphi(x, y) = d \cdot G^0(x, y)$, а $\int_0^{\ell} \int_0^{\ell} G^0(x, y) dx dy = 0$, то

$$q^2 = \frac{\int_0^\ell \int_0^\ell G^{02}(x, y) dx dy}{\int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty K_\varepsilon(\xi, \eta) d\xi d\eta} \quad (3.3)$$

или $q = \frac{a}{\sigma_\varepsilon}$

где $a = \sqrt{\int_0^\ell \int_0^\ell G^{02}(x, y) dx dy}$ - составляющая сигнала на выходе фильтра,

обусловленная наличием модуляции, $\sigma_\varepsilon = \sqrt{M[\varepsilon^2] - M^2[\varepsilon]} = \sqrt{\int_{-\infty}^\infty \int_{-\infty}^\infty K_\varepsilon(\xi, \eta) d\xi d\eta}$ -

СКО составляющей сигнала на выходе фильтра, обусловленная действием шумов ($M[\varepsilon] = 0$).

Рисунок 3 - Световое ощущение глаза G изображения фрагмента мира

Вычислим значение a полезной составляющей сигнала. для этого воспользуемся рисунком 3. Выражение для $G^C(x, y)$ имеет вид (т.к. это ПГС) на $x, y \in \ell \times \ell$

$$G^C(x, y) = \bar{G} + G_1 \cos \frac{2\pi \cdot y \cdot m}{\ell},$$

а

$$G^0(x, y) = G_1 \cos \frac{2\pi \cdot y \cdot m}{\ell}, \quad x \in [0, \ell], \quad y \in [0, \ell],$$

где m – число периодов сигнала, уместившихся на длине ℓ . Значение интеграла a^2 принимает вид

$$\begin{aligned} a^2 &= \int_0^\ell \int_0^\ell G^{02}(x, y) dx dy = \int_0^\ell \left[\int_0^\ell G_1^2 \left(\cos \frac{2\pi m y}{\ell} \right) dy \right] dx = \\ &= \frac{G_1^2 \ell}{2} \int_0^\ell \left(1 + \cos \frac{4\pi m y}{\ell} \right) dy = \frac{G_1^2 \ell^2}{2}. \end{aligned}$$

Выражение в знаменателе преобразуем следующим образом

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_\zeta(\xi, \eta) d\xi d\eta = \pi \rho_\zeta^2 \sigma_\zeta^2.$$

Очевидно, зная спектральную плотность шума ζ – того источника $S_\zeta(\omega_x, \omega_y)$ и передаточную функцию $W_\zeta(\omega_x, \omega_y)$ ИКС, можно найти спектральную плотность шума на выходе этой системы [10] как

$$S_{\text{ВЫХ}\zeta}(\omega_x, \omega_y) = S_\zeta(\omega_x, \omega_y) \cdot |W_\zeta(\omega_x, \omega_y)|^2,$$

где $\omega_x = 2\pi \cdot N_x$, $\omega_y = 2\pi \cdot N_y$; N_x, N_y – пространственные частоты в плоскости приемника излучения.

Учитывая, что

$$W(0, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} g(x, y) dx dy = 1$$

Энергия шума

$$S_{\text{ВЫХ}\zeta}(0, 0) = S_\zeta(0, 0) \cdot |W_\zeta(0, 0)|^2 = S_\zeta(0, 0)$$

Спектральная плотность связана с корреляционной функцией через преобразование Фурье

$$S_\zeta(N_x, N_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_\zeta(\xi, \eta) e^{-j2\pi(N_x \xi + N_y \eta)} d\xi d\eta$$

Поэтому

$$S_{\zeta}(0,0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_{\zeta}(\xi, \eta) d\xi d\eta = \pi \rho_{\zeta}^2 \sigma_{\zeta}^2 = S_{0\zeta},$$

где $S_{0\zeta}$ – значение спектральной плотности шума на нулевой частоте.

Так, например, если рассматривается тепловое изображение на экране видеоконтрольного устройства формируемое цифровой ИКС, то, принимая шумы зрительного аппарата дешифровщика, фотонный шум, тепловой шум Джонсона, избыточный шум, генерационно-рекомбинационный шум, шумы электронной схемы считывания, шумы приемника излучения и шумы видеоконтрольного устройства ВКУ некоррелированными, а также приводя значения спектральной плотности фотонного шума, теплового шума Джонсона, избыточного шума, генерационно-рекомбинационных шума, шумов электронной схемы считывания, шумов приемника излучения и видеоконтрольного устройства ВКУ к глазу с учетом,

$$G_1 \cong \frac{\beta}{\ln 10} \frac{L_1}{\bar{L}}$$

где, G – световое ощущение глаза;

β – тангенс угла наклона логарифмической зависимости между световым ощущением глаза G и наблюдаемой яркостью L .

L_1 – яркость изображения на экране ВКУ переменной составляющей сигнала;

$\bar{L}$ – средняя яркость изображения на экране ВКУ.

То можно записать

$$K_{\zeta}(\xi, \eta) = K_r(\xi, \eta) + \left(\frac{\beta}{\bar{L} \ln 10} \right)^2 \times \\ \times [K_{\phi}(\xi, \eta) + K_d(\xi, \eta) + K_{II}(\xi, \eta) + K_{IP}(\xi, \eta) + K_{\Sigma C}(\xi, \eta) + K_{III}(\xi, \eta) + K_{BKV}(\xi, \eta)] \\ \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K_{\zeta}(\xi, \eta) d\xi d\eta = \pi \rho_r^2 \sigma_r^2 + \left(\frac{\beta}{\bar{L} \ln 10} \right)^2 \times$$

$$\times \left[\pi \rho_{\Phi}^2 \sigma_{\Phi}^2 + \pi \rho_D^2 \sigma_D^2 + \pi \rho_H^2 \sigma_H^2 + \pi \rho_{GP}^2 \sigma_{GP}^2 + \pi \rho_{\Sigma C}^2 \sigma_{\Sigma C}^2 + \pi \rho_{\Pi H}^2 \sigma_{\Pi H}^2 + \pi \rho_{BKV}^2 \sigma_{BKV}^2 \right]$$

где, $K_G, \rho_G, \sigma_G, K_{\Phi}, \rho_{\Phi}, \sigma_{\Phi}, K_D, \rho_D, \sigma_D, K_H, \rho_H, \sigma_H, K_{GP}, \rho_{GP}, \sigma_{GP}, K_{\Sigma C}, \rho_{\Sigma C}, \sigma_{\Sigma C}, K_{\Pi H}, \rho_{\Pi H}, \sigma_{\Pi H}$ и $K_{BKV}, \rho_{BKV}, \sigma_{BKV}$ соответственно корреляционная функция, радиус корреляции и СКО шумов зрительного анализатора, фотонного шума, теплового шума Джонсона, избыточного шума, генерационно-рекомбинационного шума, шумов электронной схемы считывания, шумов приемника излучения и ВКУ.

Однако необходимо еще учесть изменение масштаба, т.е. формулу для наблюдаемого радиуса корреляции

$$\rho_{\Sigma}(N) = \rho_{\Sigma 0}(N) \frac{N}{N_0}.$$

Теперь можно вычислить выражение для амплитуды переменной составляющей сигнала G_1 , обеспечивающей отношение сигнал/шум

$$G_1 = q \sqrt{\frac{2\pi \rho_G^2 \sigma_G^2}{\ell^2} + \left(\frac{\beta}{\bar{L} \ln 10} \right)^2 \frac{2 \left(\pi \rho_{\Phi}^2 \sigma_{\Phi}^2 + \pi \rho_D^2 \sigma_D^2 + \pi \rho_H^2 \sigma_H^2 + \pi \rho_{GP}^2 \sigma_{GP}^2 + \pi \rho_{\Sigma C}^2 \sigma_{\Sigma C}^2 + \pi \rho_{\Pi H}^2 \sigma_{\Pi H}^2 + \pi \rho_{BKV}^2 \sigma_{BKV}^2 \right)}{\ell^2}} \cdot \frac{N^2}{N_0^2} =$$

$$= q \sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_G^2 \sigma_G^2}{\ell^2} + \left(\frac{\beta}{\bar{L} \ln 10} \right)^2 \left(\pi \rho_{\Phi}^2 \sigma_{\Phi}^2 + \pi \rho_D^2 \sigma_D^2 + \pi \rho_H^2 \sigma_H^2 + \pi \rho_{GP}^2 \sigma_{GP}^2 + \pi \rho_{\Sigma C}^2 \sigma_{\Sigma C}^2 + \pi \rho_{\Pi H}^2 \sigma_{\Pi H}^2 + \pi \rho_{BKV}^2 \sigma_{BKV}^2 \right)} \left(\frac{N}{m} \right)^2$$

или с учетом

$$G_1 = q \sqrt{2} \sqrt{\frac{\pi \rho_G^2 \sigma_G^2}{\ell^2} + \left(\frac{\beta}{\bar{L} \ln 10} \right)^2 (S_{0\Phi} + S_{0D} + S_{0H} + S_{0GP} + S_{0\Sigma C} + S_{0\Pi H} + S_{0BKV})} \left(\frac{N}{m} \right)^2.$$

Для определения пороговой модуляционной характеристики (ПМХ) $M(N)$ необходимо перейти от модуляции по световому ощущению к модуляции по экспозиции

$$G_1 = G - \bar{G} = \beta \left[\lg(\bar{L} + L_1) - \lg \bar{L} \right],$$

где L – яркость экрана

L_1 и $\bar{L}$ – переменная и постоянная составляющая сигнала

Если L_1 мало по сравнению с $\bar{L}$, то

$$\lg(\bar{L} + L_1) - \lg \bar{L} = \lg\left(1 + \frac{L_1}{\bar{L}}\right) \cong \frac{1}{\ln 10} \frac{1}{1 + \frac{L_1}{\bar{L}}} \cdot \frac{L_1}{\bar{L}} \cong \frac{1}{\ln 10} \frac{L_1}{\bar{L}}.$$

Так как матрица приемника ИК-излучения – линейное звено [11], и видеоконтрольное устройство (ВКУ) можно принять линейным звеном, тогда

$$H_1 = \gamma L_1, \quad \bar{H} = \gamma \bar{L},$$

где γ – коэффициент контрастности системы цифровая ИКС-ВКУ.

Очевидно, что $\frac{H_1}{\bar{H}} = \frac{\gamma L_1}{\gamma \bar{L}} = \frac{L_1}{\bar{L}}$, следовательно справедливо выражение

$$G_1 \cong \frac{\beta}{\ln 10} \frac{H_1}{\bar{H}}.$$

Если H_1 – амплитуда переменной составляющей ПГС на частоте N , а $\bar{H}$ – его постоянная составляющая, то модуляция этого сигнала, которая называется пороговой модуляционной характеристикой

$$M(N) = \frac{H_1}{\bar{H}} = \frac{q\sqrt{2 \ln 10}}{\beta} \times \sqrt{\frac{\pi \rho_{\Gamma}^2 \sigma_{\Gamma}^2}{\ell^2} + \left(\frac{\beta}{\bar{L} \ln 10}\right)^2 (S_{0\Phi} + S_{0Д} + S_{0И} + S_{0ГР} + S_{0ЭС} + S_{0ПИ} + S_{0ВКУ}) \left(\frac{N}{m}\right)^2}.$$

Следует отметить, что ПМХ в данном случае зависит от отношения сигнал/шум.

Выберем правило вычисления величины q по заданной вероятности ошибки (критерий идеального наблюдателя).

На выходе фильтра Φ (рисунок 2) имеется выходной сигнал z , который содержит или не содержит информацию a о наличии модуляции. Для принятия решения о наличии или отсутствии модуляции назначается z_0 – пороговое значение сигнала (рисунок 4).

Рисунок 4 - Плотности распределения выходного сигнала

В дальнейшем, если $z > z_0$, принимается решение о наличии модуляции, в противном случае – о ее отсутствии.

Если шум $\delta G(x, y)$ принять нормально распределенными, то и сигнал ε , как линейное преобразование шума $\delta G(x, y)$, будет иметь нормальное распределение с параметрами $M[\varepsilon] = 0$ и $M[\varepsilon^2] = \sigma^2$.

В этом случае плотность распределения сигнала z будет

$$f'(z) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} = f(z), & \text{если модуляции нет;} \\ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(z-a)^2}{2\sigma^2}} = f(z-a), & \text{если модуляция имеется.} \end{cases}$$

После назначения порога z_0 вероятность ошибки $P_{ош}$ будет равна

$$P_{ош}(z_0) = P_o \int_{z_0}^{\infty} f(z) dz + P_M \int_{-\infty}^{z_0} f(z) dz,$$

где, P_o и P_M - априорные вероятности отсутствия и наличие модуляции, будем считать их равными, т.е. $P_o = P_M = 0,5$.

Определив минимум $P_{ош}$ по z_0 , найдем условие для вычисления порога z_0 :

$$f(z_0) = f(z_0 - a),$$

Так как $f(z)$ – симметричная, т.е. $f(z) = f(-z)$, нетрудно видеть, что $z_0 = \frac{a}{2}$.

Тогда

$$P_{Oш} = \frac{1}{2} \left(1 - 2 \int_0^{\frac{a}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} dz \right) = \left| \begin{array}{l} t = \frac{z}{\sqrt{2} \cdot \sigma}; dt = \frac{dz}{\sqrt{2} \cdot \sigma} \\ t_1 = 0; t_2 = \frac{a}{2\sqrt{2} \cdot \sigma} \end{array} \right| =$$

$$= \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{a/2\sqrt{2} \cdot \sigma} \exp(-t^2) dt = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi^* \left(\frac{a}{2\sqrt{2} \cdot \sigma} \right) \right],$$

где $\Phi^*(t) = (2\pi)^{-\frac{1}{2}} \int_0^t e^{-\frac{\tau^2}{2}} d\tau$ – интеграл вероятностей.

Следовательно, можно записать

$$q = \frac{a}{\sigma} = 2\sqrt{2} \cdot \Phi^{-1}(1 - 2 \cdot P_{Oш}).$$

Таким образом, окончательное выражение для ПМХ принимает вид

$$M(N) = \sqrt{\frac{K_{\Gamma}^2}{\beta^2} + \left(\frac{2 \cdot q}{\bar{L}} \right)^2 (S_{0\Phi} + S_{0Д} + S_{0И} + S_{0ГР} + S_{0ЭС} + S_{0ПИ} + S_{0ВКУ}) \cdot \left(\frac{N}{m} \right)^2},$$

где $K_{\Gamma} = K \cdot \sigma_{\Gamma} \cdot g$ – пороговая модуляция глаза (Принято считать $K_{\Gamma} = 0.01$),

$K = \frac{\sqrt{\pi} \rho_{\Gamma}}{\ell}$ – квадратный корень отношение площади корреляции шумов,

вызванных флуктуациями нервного возбуждения к площади наблюдаемого фрагмента, $g = 4 \cdot \ln 10 \cdot \Phi^{-1}(1 - 2 \cdot P_{Oш})$ – коэффициент, учитывающий допустимую вероятность ошибки.

Таким образом, пороговая модуляционная характеристика ИКС определяется фотонным шумом $S_{0\Phi}$, тепловым шумом Джонсона $S_{0Д}$, избыточным шумом $S_{0И}$, генерационно-рекомбинационным шумом $S_{0ГР}$,

шумами электрической схемы считывания $S_{0ЭС}$, шумами приемника излучения $S_{0ПИ}$, видеоконтрольного устройства $S_{0ВКУ}$, а также пороговой модуляцией глаза K_T , отношением сигнал/шум при заданной вероятности ошибки q , средней яркостью изображения на экране ВКУ $\bar{L}$ и величиной тангенса угла наклона логарифмической зависимости между световым ощущением глаза и наблюдаемой яркостью β .

Функция передачи модуляции цифровой инфракрасной системы дистанционного зондирования Земли

Исходя из конструктивных особенностей рассматриваемой цифровой ИКС запишем формулу для результирующей ФПМ:

$$T(N) = T_{ДА}(N) \cdot T_{ДО}(N) \cdot T_{СФ}(N) \cdot T_{ВФ}(N) \cdot T_{ВУ}(N) \cdot T_{СИ}(N) \cdot T_{ПИПУ}(N) \cdot T_{ВКУ}(N)$$

где $T_{ДА}(N)$ – ФПМ атмосферы, $T_{ДО}(N)$ – ФПМ дифракционного объектива, $T_{СФ}(N)$ – системы фокусировки, $T_{ВФ}(N)$ – ФПМ вибраций фотоустановки, $T_{ВУ}(N)$ – ФПМ видеоусилителя, $T_{СИ}(N)$ – ФПМ сдвига изображения, $T_{ПИ}(N)$ – ФПМ приемника излучения с предварительным усилителем; $T_{ВКУ}(N)$ – ФПМ видеоконтрольного устройства

Функция передачи модуляции атмосферы:

Функция передачи модуляции атмосферы имеет следующий вид:

$$T_{ДА}(N) = T_D \cdot T_T(N)$$

$T_T(N)$ – ФПМ, учитывающая турбулентность атмосферы определяется по формуле:

$$T_A(N) = \exp\left(-2\pi^2 \cdot \sigma(H)^2 \cdot f^2 \cdot N^2\right)$$

где $\sigma(H)$ – коэффициент турбулентности атмосферы;

f – фокусное расстояние;

N – пространственная частота;

Уточним значения коэффициента $\sigma(H)$ в различных условиях, таблица 1. составлена по данным и их аппроксимации.

Таблица 1 - Зависимость коэффициента турбулентности атмосферы от высоты

Турбулентность	Значения $\sigma(H)$ при высоте фотографирования		
	до 1700 м	от 1700 до 10000 м	Более 10000 м
слабая	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$(2,7 \cdot H \cdot 10^{-4}) \cdot 10^{-6}$	$0,017/H$
сильная	$2,5 \cdot 10^{-5}$	$(2,9 \cdot 2 \cdot H \cdot 10^{-4}) \cdot 10^{-6}$	$0,1/H$

T_D – ФПМ дымки (рисунок 5) выводится следующим образом

$$K_H = \frac{(\tau_a L_O + L_D) - (\tau_a L_\Phi + L_D)}{(\tau_a L_O + L_D) + (\tau_a L_\Phi + L_D)} = \frac{L_O - L_\Phi}{L_O + L_\Phi + \frac{2L_D}{\tau_a}} = \frac{K}{1 + \frac{2L_D}{(L_O + L_\Phi)\tau_a}}$$

$$m = \frac{2L_D}{(L_O + L_\Phi)}, \quad K_H = \frac{K}{1 + \frac{m(\lambda)}{\tau_a(\lambda)}}, \quad T_D(\lambda) = \frac{1}{1 + \frac{m(\lambda)}{\tau_a(\lambda)}} = \frac{1}{1 + \frac{1 - \tau_a(\lambda)}{\tau_a(\lambda)}},$$

$$T_D = \frac{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} T_D(\lambda) \cdot M(\lambda) d\lambda}{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} M(\lambda) d\lambda}, \quad T_D = \frac{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} T(\lambda) \cdot \frac{C1}{\lambda^5 \cdot (e^{\frac{C2}{\lambda \cdot T}} - 1)} d\lambda}{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} \frac{C1}{\lambda^5 \cdot (e^{\frac{C2}{\lambda \cdot T}} - 1)} d\lambda},$$

$$\tau_a = -5 \cdot 10^{10} \lambda^2 + 10^6 \lambda - 4,749,$$

где K_H – наложенный контраст, L_O – яркость объекта, L_Φ – яркость фона, L_D – яркость дымки, τ_a – коэффициент пропускания излучения атмосферой и аппроксимирующая функция, получены из математической модели атмосферы Lowtran7, $M(\lambda)$ – энергетическая светимость по закону Планка, $C1, C2$ – константы Планка.

Рисунок 5 - К определению ФПМ атмосферы (учет турбулентности и дымки)

ФПМ дифракционного объектива описывается формулой:

$$T_{до}(N) = \frac{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} \frac{2}{\pi} \cdot \left[\arccos\left(\frac{\lambda \cdot f \cdot N}{d_{BX}}\right) - \frac{\lambda \cdot f \cdot N}{d_{BX}} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda \cdot f \cdot N}{d_{BX}}\right)^2} \right] \cdot \frac{C1}{\lambda^5 \cdot (e^{\frac{C2}{\lambda \cdot T}} - 1)} d\lambda}{\int_{\lambda_H}^{\lambda_B} \frac{C1}{\lambda^5 \cdot (e^{\frac{C2}{\lambda \cdot T}} - 1)} d\lambda}$$

где λ_H, λ_B – нижняя и верхняя границы волнового инфракрасного диапазона в котором работает ИКС, f / d_{BX} – диафрагменное число, N – пространственная частота в плоскости приемника излучения.

Зависимость ФПМ дифракционного объектива $T(N)$ от диафрагменного числа f / d_{BX} показана на рисунке 6, $T1_{до}(N)$, $T2_{до}(N)$, $T3_{до}(N)$ функции передачи дифракционного объектива соответственно при $f / d_{BX} = 2,5 ; 4, 11$.

Рисунок 6 - Зависимость ФПМ дифракционного объектива $T_{до}(N)$ от диафрагменного числа f / d_{BX}

Анализ представленных зависимостей показывает, что значения ФПМ дифракционного объектива снижаются при увеличении значений диафрагменного числа, например в случае когда диафрагменное число f / d_{BX} повышается с 2,5 до 4 значения ФПМ снижаются на 30 %.

ФПМ вибраций цифровой ИКС на фотоустановке

Функция передачи модуляции вибраций цифровой ИКС на аэрофотоустановке (рисунок 7) вычисляется аналогично ФПМ турбулентной атмосферы и имеет вид:

$$T_{B\Phi}(N) = \exp\left(-2 \cdot (\pi \cdot f \cdot \sigma_B \cdot N)^2\right),$$

где σ_B - параметр функции рассеяния точки, обусловленный вибрациями цифровой ИКС; f – фокусное расстояние;

Рисунок 7 - ФПМ вибраций фотоустановки

ФПМ системы фокусировки выглядит следующим образом:

$$T_{c\phi}(N) = \frac{\sin\left(\frac{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot d_{ex} \cdot N}{2 \cdot f}\right)}{\frac{\sqrt{3} \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot d_{ex} \cdot N}{2 \cdot f}},$$

где f - фокусное расстояние, Δf - погрешность фокусировки, d_{ex} - диаметр входного отверстия объектива.

При исследовании математической модели цифровой ИКС была получена явная зависимость между погрешностью системы фокусировки Δf и такой характеристикой, как угловое разрешение γ . Ее характер можно пронаблюдать как в таблице 2. так и на рисунке 8. Исследования можно представить и графически рисунок 9, что сделано для крайних членов таблицы 2, где $T1_{c\phi}(N)$, $T2_{c\phi}(N)$, $T3_{c\phi}(N)$ функция передачи модуляции от расфокусировки соответственно при $\Delta f = 0,05; 0,1; 0,15$.

Причинами возникновения расфокусировки Δf может быть перепад температур и давлений. А отсюда, как следствие, достижение температурой и

давлением значений, при которых деформация конструктивных материалов уже существенна.

Таблица 2 - Зависимость углового разрешения цифровой ИКС, от расфокусировки Δf при скорости полёта $W=800$ км/ч и высоте $H=1000$ м

Δf , мм	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
γ , мрад	1,323	1,389	1,493	1,63	1,792

Анализ результатов исследования зависимости углового разрешения γ от погрешности системы фокусировки, представленных на графике рисунок 8, показывает, что при изменении величины расфокусировки Δf от 0,05 до 0,25 мм угловое разрешение цифровой ИКС падает на 26 %.

Рисунок 8 - Влияние погрешности системы фокусировки на разрешающую способность цифровой ИКС, имеющей с МПИ размером 320x240 пикселей

Рисунок 9 – Функции передачи модуляции цифровой ИКС при различных значениях расфокусировки $\Delta f = 0,05; 0,1; 0,15$

Таким образом, для цифровых ИКС имеющих малые значения фокусного расстояния (для исследуемой, цифровой ИКС $f = 34$ мм) погрешность расфокусировки необходимо поддерживать не более $\Delta f = 0,05$ мм.

ФПМ видеоусилителя определяется следующей формулой:

$$T_{BV}(N) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\pi \cdot \omega \cdot f \cdot N}{2 \cdot \Delta f} \right)^2}}$$

где Δf – полоса пропускания видеоусилителя

На рисунке 10 представлены ФПМ видеоусилителя $T_{BV}(N)$ и пороговая модуляционная характеристика $M(N)$.

Рисунок 10 - ФПМ видеоусилителя и ПМХ

ФПМ сдвига изображения определяется следующей формулой

$$T_{CH}(N) = \frac{\sin(\pi \cdot t \cdot V_{CH} \cdot N)}{(\pi \cdot t \cdot V_{CH} \cdot N)},$$

где t – время экспозиции, V_{CH} – скорость скомпенсированного изображения. На рисунке 11 представлены ФПМ сдвига изображения $T_{CH}(N)$ и пороговая модуляционная характеристика $M(N)$.

ФПМ элементарного приемника излучения (апертуры) и предварительного усилителя. Эта составляющая определяется геометрией приемника излучения и описывается Фурье-преобразованием пространственного распределения чувствительности отдельного приемника излучения, также характеризуется пропускной способностью предварительного усилителя

$$T_{ПИ}(N) = \frac{\sin(a \cdot \pi \cdot N)}{a \cdot \pi \cdot N} \cdot \left[1 + \left(\frac{\pi \cdot \omega \cdot f \cdot N}{\Delta f} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}},$$

где $\omega = 2\pi(n \cdot m \cdot \nu)$, a – размер приемника излучения матрицы цифровой ИКС, Δf – полоса пропускания предварительного усилителя, n, m – количество

элементов фоточувствительной матрицы соответственно по строке и по столбцу, ν – частота кадров, f – фокусное расстояние.

Рисунок 11 - ФПМ сдвига изображения и ПМХ

На рисунке 12 представлены ФПМ элементарного приемника излучения и предварительного усилителя $T_{ПИ}(N)$ и пороговая модуляционная характеристика $M(N)$.

ФПМ видеоконтрольного устройства имеет вид

$$T_{БКУ}(N) = \exp \left\{ - \left(\frac{N}{N_M} \right)^2 \right\},$$

где N_M - характеристическая частота экрана монитора.

Рисунок 12 - ФПМ элементарного приемника излучения и ПМХ

На рисунке 13 представлены ФПМ моделируемой, цифровой ИКС $T(N)$ и пороговая модуляционная характеристика $M(N)$, пространственная частота по оси абсцисс на которой происходит пересечение ФПМ ИКС и ПМХ соответствует разрешающей способности моделируемой ИКС.

Рисунок 13 - Аналитическое определения разрешающей способности моделируемой ИКС по ФПМ и ПМХ

На рисунках 14-17 показаны некоторые зависимости углового разрешения моделируемой ИКС от величин, влияющих на него параметров (учтенных в разработанной математической модели).

Рисунок 14 - Зависимость углового разрешения от величины фокусного расстояния для трех зафиксированных размеров ПИ

Рисунок 15 - Зависимость углового разрешения ИКС от величины расфокусировки для трех зафиксированных величин фокусных расстояний

Анализ представленного выше аналитического исследования показал, что значение углового разрешения достаточно чувствительно к изменению рассмотренных выше факторов (погрешность фокусировки, параметры атмосферы, диафрагменное число, вибрации аэрофотоустановки, параметры полета и др.).

В разработанной математической модели учтены все существенные факторы, оказывающие влияния на величину углового разрешения ИКС ДЗЗ.

Рисунок 16 - Зависимость углового разрешения от размера элементарного ПИ для двух диапазонов длин волн

Рисунок 17 - Зависимость углового разрешения от размера элементарного ПИ для двух зафиксированных экспозиций

Заключение

Проведенное исследование разработанной математической модели цифровой ИКС «смотрящего» типа подтвердило её адекватность на изменение условий применения (влияние дымки, турбулентности атмосферы, вибраций фотоустановки, скорости носителя цифровой ИКС) и изменение конструктивных параметров конкретной ИКС (объектива, системы фокусировки, видеоусилителя, приемника излучения). Модель позволяет определить, лежит ли угловое разрешение цифровой ИКС в пределах допуска для конкретных условий применения.

С учетом того, что угловое разрешение является важнейшим параметром для оценки эффективности применения ИКС ДЗЗ, очевидно, что разработанная математическая модель оценки углового разрешения позволяет не только сформировать эталонные параметры для углового разрешения (в рамках статистической оценки технического состояния ОЭС ДЗЗ), но и оценить эффективность конкретной цифровой ИКС в заданных условиях применения (параметры полета, параметры атмосферы).

*Работа поддержана Российским фондом фундаментальных исследований.
Проекты №11-08-00850, № 11-08-00292.*

Литература

1. Мельканович А.Ф., Янутш Д.А. К вопросу о синтезе аэрофотографической системы // Журнал научной и прикладной фотографии и кинематографии. 1979. т. 24, №1. С. 17-29.
2. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. М.: Логос, 2004. 444 с.
3. Красильников Н.Н. Теория передачи и восприятия изображения. М.: Радио и связь, 1986. 246 с.
4. Криксунов Л.З. Справочник по основам инфракрасной техники. М.: Советское радио, 1978. 232 с.
5. Марр Д. Зрение. Информационный подход к изучению представления и обработки зрительных образов. М.: Радио и связь, 1987. 400 с.
6. Коваленко В.П. Оптико-электронное разведывательное оборудование летательных аппаратов. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1990. С. 194-243.
7. Белоглазов И.Н., Шпилевой Ю.М. Вывод пороговой модуляционной характеристики иконических оптико-электронных средств на основе теории оптимального обнаружения // ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского. Сер. Применение ЭВМ для автоматизации процессов сбора и обработки информации. 1984. №1. С. 59-66.
8. Веселов Ю.Г., Карпиков И.В. Особенности оценки характеристик шума цифровых оптико-электронных систем инфракрасного диапазона по изображениям, полученным в лабораторных условиях // Труды ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина. Сер. Авиационное оборудование. 2010. № 3. С. 151-158.
9. Справочник по инфракрасной технике / ред. У. Вольф, Г. Цисис. М.: Мир, 1999. 153 с.
10. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение, 1977. 600 с.
11. Веселов Ю.Г., Тихонычев В.В., Халтобин В.М. Исследование характеристик цифровых фотоаппаратов // Техника кино и телевидения. 2003. №6. С. 39-41.

Mathematical model of digital infrared remote sensing system

06, June 2012

DOI: 10.7463/0612.0423297

Veselov Yu., G., Gulevitch S., P., Karpikov I.V., Ostrovsky A., S.

Russia, Bauman Moscow State Technical University
vesel_foto@mail.ru

A mathematical model of the digital infrared remote sensing system (IRS) of "watching" type was developed. It allows to estimate the value of IRS angular resolution depending on application conditions and its structural and technological features.

Publications with keywords: [digital infrared system](#), [the angular resolution](#), [modulation transfer function](#), [the threshold modulation characteristic](#)

Publications with words: [digital infrared system](#), [the angular resolution](#), [modulation transfer function](#), [the threshold modulation characteristic](#)

References

- 1 Mel'kanovich A.F., Ianutsh D.A. K voprosu o sinteze aerofotograficheskoi sistemy [To the question about the synthesis of aerial photographic system]. *Zhurnal nauchnoi i prikladnoi fotografii i kinematografii* [Journal of scientific and applied photo and cinematography], 1979, vol. 24, no. 1.
- 2 Tarasov V.V. Iakushenkov Iu.G. *Infrakrasnye sistemy «smotriashchego» tipa* [Infrared systems of «looking» type]. Moscow, Logos, 2004. 444 p.
- 3 Krasil'nikov N.N. *Teoriia peredachi i vospriiatiia izobrazheniia* [Theory of transmission and reception of images]. Moscow, Radio i sviaz', 1986. 246 p.
- 4 *Reglament tekhnicheskogo obsluzhivaniia samoleta 6MR (chast' 6 kompleks M100)* [Regulations of maintenance of aircraft 6MP (part 6 complex M100)]. 1996, no. 6985. Not published .
- 5 Marr D. *Vision. A Computational Investigation into the Human Representation and Processing of Visual Information*. W.H. Freeman and Company, 1982. (Russ. ed.: Marr D. *Zrenie. Informatsionnyi podkhod k izucheniiu predstavleniia i obrabotki zritel'nykh obrazov*. Moscow, Radio i sviaz', 1987. 400 p.).

6 Kovalenko V.P. *Optiko-elektronnoe razvedyvatel'noe oborudovanie letatel'nykh apparatov* [Opto-electronic reconnaissance aircraft equipment]. Moscow, Air Force Engineering Academy after prof. N.E. Zhukovsky Publ., 1990.

7 Beloglazov I.N., Shpilevoi Iu.M. *Vyvod porogovoi moduliatsionnoi kharakteristiki ikonicheskikh optiko-elektronnykh sredstv na osnove teorii optimal'nogo obnaruzheniia. Nauchno-metodicheskie materialy "Primenenie EVM dlia avtomatizatsii protsessov sbora i obrabotki informatsii"* [The output of the threshold modulation characteristics of iconic optoelectronic devices based on the theory of optimal detection. Scientific and methodical materials "The use of computers for automation of process of collecting and processing of information"]. Moscow, Air Force Engineering Academy after prof. N.E. Zhukovsky Publ., 1984.

8 Veselov Iu.G., Karpikov I.V. *Osobennosti otsenki kharakteristik shuma tsifrovyykh optiko-elektronnykh sistem infrakrasnogo diapazona po izobrazheniiam, poluchennym v laboratornykh usloviakh* [The specifics of evaluation of the characteristics of the noise digital opto-electronic systems of infra-red range of the images, obtained in laboratory conditions]. *Trudy VVA imeni professora N.E. Zhukovskogo. Aviatsionnoe oborudovanie* [Proc. of Air Force Engineering Academy after prof. N.E. Zhukovsky. Aircraft equipment]. Moscow, Air Force Engineering Academy after prof. N.E. Zhukovsky Publ., 2009.

9 Wolfe W.L., Zissis G., Eds. *The infrared handbook*. Environmental Research Institute of Michigan, Ann Arbor, MI, 1985. (Russ. ed.: Vol'f U., Tsisis G., Eds. *Spravochnik po infrakrasnoi tekhnike: v 4 t.* Moscow, Mir, 1999.).

10 Miroshnikov M.M. *Teoreticheskie osnovy optiko–elektronnykh priborov* [Theoretical foundations of optoelectronic devices]. Leningrad, Mashinostroenie, 1977. 600 p.

11 Veselov Iu.G., Ponomarenko A.V., Tikhonychev V.V., Khaltobin V.M. *Issledovanie kharakteristik tsifrovyykh fotoapparatov* [The study of the characteristics of digital cameras]. *Tekhnika kino i televideniia* [Technique of Cinema and Television], 2003, no. 6, pp. 39-41.