



Полтавский А.В., Семенов С.С.

МОДЕЛИ КОГЕРЕНТНОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Предлагаются модели и метод реализации устройств когерентного контроля состояния модулей-узлов фазированной антенной решетки (ФАР) и подвижного объекта. Областью применения предлагаемого метода и моделей контроля являются радиолокационные системы повышенной пространственной избирательности в системах обнаружения малозаметных объектов и мониторинга окружающего пространства перспективных многофункциональных беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Рассматриваются модели и устройство для селективного обнаружения малозаметных объектов в радиолокационных системах бортового комплекса управления БЛА. Сложные комплексы с БЛА сегодня находят широкое применение в различных областях народного хозяйства. Рынок таких сложных технических систем постоянно растет и расширяется. Моделирование таких систем особенно важно на ранней стадии их предпроектных испытаний. С целью выявления основных характеристик БЛА в сфере зарождающихся технологий приводятся наиболее важные показатели функционирования комплексов с БЛА. Показатели когерентных систем в таких комплексах являются наиболее чувствительными и их критичность может быть оцениваться известными методами идентификации.

Ключевые слова: сложные технические системы; комплексы беспилотных летательных аппаратов; технический уровень; интегральные и единичные оценочные показатели; жизненный цикл.

Введение

В современных радиолокационных системах обнаружения различного типа подвижных объектов в процессе мониторинга окружающего пространства беспилотным летательным аппаратом (БЛА) применяются пассивные и активные фазированные антенные решетки (ФАР), пространственная селективность которых значительно зависит от апертуры антенны БЛА [1, 2]. Однако значительное увеличение геометрических размеров БЛА приводит к проблемам обеспечения жесткости конструкции системы, что связано с линейными размерами ФАР, и, начиная с некоторых ограничений на их геометрические размеры, к физической невозможности их реализации. Возникает необходимость в дополнительном поиске и разработке новых обоснованных подходов для решения подобных технических задач [3]. Один из таких возможных вариантов решения данной задачи – допустить нежесткость (возможность колебания конструкции БЛА) механических связей между модулями-узлами ФАР БЛА при одновременной возможности контроля их текущих координат в реальном времени.

Известный нам метод определения координат [4] включает в себя оптическую систему, через которую проецируют изображение на поверхность объекта, формируя при этом на поверхности объекта массив точечных изображений. Задача здесь решена путем технической реализации метода, включающего в себя следующие основные операции:

- проецирование изображения на поверхность светочувствительного объекта через массив микролинз, при этом на поверхности объекта формируется массив изображений

точных источников (для каждого источника отдельное изображение);

– регистрацию каждого точечного изображения матричным приемником излучения с его преобразованием в электрический сигнал;

– оцифровывание электрического сигнала с помощью аналогово-цифрового преобразователя (АЦП), формирование огибающей принимаемого сигнала излучения;

– определение положения и величины максимума огибающей сигнала посредством соответствующего алгоритма (программы) и вычислительного устройства;

– определение положения и значений производных сигнала в точках, где сигнал был оцифрован;

– формирование рассогласования относительно опорного сигнала в точках, где сигнал был оцифрован;

– обработку рассогласования цифровым фильтром и определение координаты изображения.

Предлагаемый метод контроля направлен на повышение точности определения координат изображения точечного источника на поверхности ПЗС-матрицы. При этом из полученного изображения формируется набор данных, которых достаточно для того, чтобы построить модель поверхности второго порядка уклонения элементов ФАР от соответствующей плоскости.

Модель когерентной системы обнаружения подвижных объектов

Когерентный прием некоторого сообщения для многофункциональной информационно-измерительной когерентной системы – ИИКС представляет собой прием электромагнитного сигнала с известной фазой, но на практике реализовать когерентный прием – затруднительная задача и тогда прибегают к так называемому квазикогерентному приему электромагнитного сигнала, при котором опорные электромагнитные колебания, по фазе совпадающие с принимаемым сигналом, формируются с помощью узкополосных фильтров, систем фазовой автоподстройки частоты с использованием входного сигнала.

Полной вероятностной характеристикой когерентной системы ИИКС является ее функция плотности вероятностей $f(Y, s; t) = f^{(s)}(Y, t)$, которая характеризует распределение фазовых координат $Y(t)$ и вероятность состояния когерентной структуры $s(t)$ в момент времени t , т. е.

$$P^{(s)}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(Y, t) dY, s = \overline{1, S}. \quad (1)$$

Оценку s состояния когерентной системы находим из соотношений [2]

$$\begin{aligned} \dot{\hat{P}}_s = & - \sum_{r=1}^S \left(\hat{P}_s v_{sr} \left(\hat{Y}^{(s)}, R^{(s)}, t \right) - \hat{P}_r v_{rs} \left(\hat{Y}^{(s)}, R^{(s)}, t \right) \right) + \\ & + \frac{1}{2} \hat{P}_s \sum_{r=1}^S \hat{P}_r b^{(s)} \left(\hat{Y}^{(s)}, Z, t \right), \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{Y}}^{(s)} = & f^{(s)} \left(\hat{Y}^{(s)}, t \right) + \sum_{r=1}^S \frac{\hat{P}_r(t)}{\hat{P}_s(t)} v_{rl} \left(\hat{Y}^{(s)}, R^{(r)}, t \right) \left[\hat{Y}^{(r)} - \hat{Y}^{(s)} \right] + \\ & + R^{(s)} C^T \left(\hat{Y}^{(s)}, t \right) Q_Z^{-1} \left(Z - H \left(\hat{Y}^{(s)}, t \right) \right), \end{aligned}$$

$$\dot{R}^{(s)} = R^{(s)} \frac{\partial f^{(l)r} \left(\hat{Y}^{(s)}, t \right)}{\partial \hat{Y}} + \frac{\partial f^{(s)} \left(\hat{Y}^{(s)}, t \right)}{\partial \hat{Y}} R^{(s)} +$$

$$+ f_0^{(s)} \left(\hat{Y}^{(l)}, t \right) f_0^{(s)j} \left(\hat{Y}^{(s)}, t \right) + \sum_{r=1}^S \frac{\hat{P}_r(t)}{\hat{P}_s(t)} v_{rs} \left(\hat{Y}^{(r)}, R^{(r)}, t \right) \times$$

$$\times \left(R^{(r)} - R^{(s)} + \left(\hat{Y}^{(r)} - \hat{Y}^{(s)} \right) \left(\hat{Y}^{(r)} - \hat{Y}^{(s)} \right)^T \right).$$

Развиваемые в лаборатории 54 ИПУ РАН методы и модели контроля за состоянием когерентных систем основываются на фундаментальных основах радиофизических методов. Они изначально предполагают их многокомпонентное взаимодействие в теоретической части и подготовку к экспериментальным исследованиям на основе общей теории когерентности сигналов. Теория когерентных сигналов электромагнитных волн основана на известных уравнениях Максвелла (описывающих циркуляцию векторов электрического и магнитного полей), в которых одним из частных решений волновых уравнений являются элементарные тригонометрические функции (простейшие условия) вида $E = E_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} + \alpha)$ – для электрического поля волны и $H = H_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} + \alpha)$ – для магнитного поля волны, в которых: E_{\max} , $(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} + \alpha)$ – максимальная амплитуда и полная фаза гармонического сигнала с длиной волны λ и начальной фазой α , для второй компоненты электромагнитной волны как $H = H_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} + \alpha)$ рассуждаем аналогично. Рассмотрим суперпозицию двух линейно поляризованных волн с одинаковыми направлениями электромагнитных колебаний

$$E_1 = E_{\max 1} \cos(\omega t - kS_1 + \phi_1)$$

$$\text{и } E_2 = E_{\max 2} \cos(\omega t - kS_2 + \phi_2),$$

где S_1, S_2 – соответствующие пути, пройденные электромагнитными волнами до некоторой точки о.

Результирующее движение также имеет вид гармонического колебания с интенсивностью

$$J_{1,2} = J_1 + J_2 + 2\sqrt{J_1 J_2} \cos v_\delta, \quad (3)$$

$$v_\delta = (kS_1 - kS_2) + (\phi_1 + \phi_2)$$

и максимальной амплитудой электромагнитных колебаний в форме

$$E_{\max}^2 = E_{\max 1}^2 + E_{\max 2}^2 + 2E_{\max 1} E_{\max 2} \cos v_\delta. \quad (4)$$

Множество приемных устройств квазикогерентных систем воспринимают интенсивность, усредненную во времени,

$$v_\delta = (kS_1 - kS_2) + (\phi_1 + \phi_2) = \text{const}, v_\delta > 0, J_{1,2} > J_1 + J_2, \\ (\text{при } J_1 = J_2 \Rightarrow J = 4J_2)$$

Если тригонометрическая функция вида $\cos v_\delta = 2\pi n$, $n = 1, 2, 3, \dots$, то волны и их источники в отношении фаз будут согласованы друг с другом, т.е. когерентны, т.о. монохроматическая волна – это есть когерентная волна и ее фаза не должна «сбиваться» во времени. Перераспределение интенсивностей с образованием соответствующих минимумов и максимумов в результате суперпозиции когерентных электромагнитных волн (сложение электромагнитных волн) в теории сигналов еще называют интерференцией.

В практических задачах и математическом моделировании многих подвижных объектов в информационной многофункциональной ИИКС, сигнал в электромагнитном поле также характеризуется соответствующими характеристиками амплитудой и фазой [1, 2, 7]

$$U(t) = A(t) \exp[-j(\phi_M(t) + \phi_c(t))], \quad (5)$$

где $A(t)$, $\phi_c(t)$ – амплитуда и собственная фаза электромагнитного сигнала, временная зависимость которых объясняется флуктуациями квазикогерентного сигнала под воздействием случайных факторов; $\phi_M(t)$ – фазовая модуляция компонент, которая вносится в сигнал для обеспечения его обнаружения с условием действия помехи системе ИИКС.

Любой из этих параметров несет информацию об объектах различной природы и может быть использован для решения широких задач радиолокации. На основе известного нам метода усреднения когерентного во времени сигнала для непериодически движущихся с постоянной скоростью объектов в большинстве известных работ приведена рабочая формула

$$I(r) = I_0(r) \frac{\sin^2 \left[\frac{2\pi}{\lambda} V(r)\tau \right]}{\left[\frac{2\pi}{\lambda} V(r)\tau \right]^2}, \quad (6)$$

где $I(r)$, $I_0(r)$ – символы интенсивности сигнала от объекта-цели и интенсивности сигнала, соответствующего «невозмущенному» объекту; $V(r)$, τ – скорость перемещения и время наблюдения (экспозиции) объекта-

цели; λ – длина волны электромагнитного излучения. В работах профессоров Прангишвили, А.Н. Анушвили и В.В. Маклакова (ИПУ РАН) получено подобное выражение для интенсивности излучения (усредненного во времени) при наблюдении объекта-цели под некоторым углом α :

$$I_s = I_{0s} \sin^2 \left[\frac{2\pi}{\lambda} VT \cos \alpha \right], \quad (7)$$

при $0 < VT \leq d$ и $I_s = I_{0s} \left[1 - \frac{d}{VT \sin \alpha} \right]^2$, если условие

$VT \sin \alpha \geq d$, где d – геометрический размер наблюдаемой структуры (структура объекта наблюдения на интервале времени экспозиции данного объекта $T = \tau$).

В общем случае [1, 2, 3], в системах обнаружения входной сигнал в приемнике представлен полезной составляющей $S(t)$ и помехой $N(t)$ в виде:

$$X(t) = S(t) + N(t). \quad (8)$$

Сигнал учитывает характеристики приемного устройства (например, в когерентных РЛС, АРГС и т. д.), он включает мощность излучения, отражение от объекта-цели и фона, а также фазовый сдвиг и обратно пропорциональную величину от четвертой степени дальности D до i -й точки структуры объекта-цели и описывается известной формулой [1, 2, 3, 7]

$$S_i(t) = \sigma_i(Z_i, D_i) \exp \left\{ j \left[\omega t - \frac{4\pi D_i}{\lambda} - \frac{2\pi (Z - Z_i)^2}{\lambda D_i} \right] \right\}, \quad (9)$$

где ω , Z – круговая частота излучаемого электромагнитного сигнала и расстояние перемещения по оси наблюдения объекта z , соответственно, показатель вида $\sigma_i(Z_i, D_i)$ учитывает характеристики приемного устройства и условия наблюдения объекта-цели, которые носят случайный характер.

С учетом принципа суперпозиции, входной сигнал в приемном устройстве ИИКС следует рассматривать по n составляющим для подвижного объекта как [1, 2, 6, 7]

$$S(t) = \sum_n S_n(t) = \\ = \sum_n \sigma_n(Z_n, D_n) \exp \left\{ j \left[\omega t - \frac{4\pi D_n}{\lambda} - \frac{2\pi (Vt - Z_n)^2}{\lambda D_n} \right] \right\}. \quad (10)$$

Несложным преобразованием с помощью функции Кравченко-Бернштейна, сигнал для системы обнаружения с учетом возможных помех ИИКС (естественных и организованных) приводится к виду [6, 7]:

$$S(U, t) = U \exp[-\phi t], \quad (11)$$

где U , ϕ – случайная составляющая сигнала с учетом действующей помехи $N(t)$, которая в имитационном моделировании часто полагается белым шумом с интен-

сивностью G_N , математическое ожидание и дисперсию сигнала обозначим через символы m_u, D_u .

Алгоритм обнаружения подвижного объекта-цели в многоканальной ИИКС представим «пороговой» зависимостью следующего вида [6, 7]:

$$C = \frac{b_0 \hat{P}_1}{a_0 \hat{P}_2}, \begin{cases} 1, \text{ при } \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) \leq C; \\ 2, \text{ при } \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) > C, \end{cases} \quad (12)$$

где C – порог обнаружения; T – время наблюдения квазикогерентного сигнала; u_{α_1} – априорное значение случайной величины U ; u – реализация случайной величины U ; \hat{P}_2 – оценка априорной вероятности появления полезного сигнала; $\hat{P}_1 = 1 - \hat{P}_2$ – оценка априорной вероятности появления помехи $N(t)$; b_0, α_0 – потери при пропуске полезного сигнала и при ложной тревоге; индекс 2 обозначает наличие полезного сигнала в общей структуре сигнала $X(u, t)$, действующем на вход квазикогерентной системы, индекс 1 – это отсутствие полезного сигнала в среде ИИКС [6, 7].

$$X(u, t) = \begin{cases} X_2(u, t) = u \exp(-\phi t) + N(t); \\ X_1(u, t) = N(t). \end{cases} \quad (13)$$

Функция-индикатор $\Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T)$ будет определяться как

$$\begin{aligned} \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) &= \\ &= hE(u_{\alpha_1}, u, T) \left\{ 1 + \frac{1}{2} D_u \left[\vartheta_1^2(u_{\alpha_1}, u, T) + \vartheta_{11}(u_{\alpha_1}, u, T) \right] \right\}; \\ E(u_{\alpha_1}, u, T) &= \exp \left\{ \int_0^T g(u_{\alpha_1}, \tau) X(u, \tau) d\tau - \frac{1}{2} \beta(u_{\alpha_1}, T) \right\}; \\ \vartheta_1(u_{\alpha_1}, u, T) &= \int_0^T \dot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) X(u, \tau) d\tau - \dot{\beta}(u_{\alpha_1}, T); \\ \vartheta_{11}(u_{\alpha_1}, u, T) &= \int_0^T \ddot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) X(u, \tau) d\tau - \ddot{\beta}(u_{\alpha_1}, T); \quad (14) \\ g(u_{\alpha_1}, T) &= \\ &= \int_0^T g(u_{\alpha_1}, \tau) f(u_{\alpha_1}, \tau) d\tau; g(u_{\alpha_1}, \tau) = (u_{\alpha_1} / G_N) \exp(-\phi \tau); \\ h &= 1 / (u_{\max} - u_{\min}), f(u_{\alpha_1}, \tau) = S(u, \tau); \\ u_{\max}, u_{\min} &- экстремум случайной величины U . \end{aligned}$$

Производные компоненты $g(u_{\alpha_1}, \tau)$, $\beta(u_{\alpha_1}, T)$ берутся по u_{α_1} .

Из данных формул можно найти очередное выражение в виде

$$\beta(u_{\alpha_1}, T) = -\frac{u_{\alpha_1}^2}{2G_N \phi} (1 - \exp(-2\phi T)). \quad (15)$$

Для наблюдаемого сигнала в ИИКС дополнительные компоненты

$$\dot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) = (1 / G_N) \exp(-\phi \tau); \ddot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) = 0;$$

$$\dot{\beta}(u_{\alpha_1}, T) = -\frac{u_{\alpha_1}}{G_N \phi} (1 - \exp(-2\phi T)); \quad (16)$$

$$\ddot{\beta}(u_{\alpha_1}, T) = -\frac{u_{\alpha_1}}{G_N \phi} (1 - \exp(-2\phi T)).$$

Очередным преобразованием для формулы (14) получим

$$\begin{aligned} \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) &= \\ &= h \left[1 + \frac{D_u}{2G_N^2} (J^2(u, T) + \alpha_1 u_{\alpha_1} J(u, T) + b u_{\alpha_1}^2 + d G_N) \right] \\ &\quad \exp \left\{ \frac{u_{\alpha_1}}{G_N} J(u, T) + \frac{\alpha_1 u_{\alpha_1}^2}{4 G_N} \right\}; \quad (17) \end{aligned}$$

$$J(u, T) = \int_0^T \exp(-\phi \tau) X(u, \tau) d\tau;$$

$$\alpha_1 = (1 - \exp(-\phi T)) / \phi; b = \alpha_1^2 / 4; d = \alpha_1 / 2.$$

Требуемым значением для выходного сигнала в ИИКС является

$$Y_T(m_{\alpha_1}, u, T) = \begin{cases} 2, \text{ при } \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) > C; \\ 1, \text{ при } \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) \leq C, \end{cases} \quad (18)$$

в котором исходные данные для моделирования представляют значения как $u_{\alpha_1} = m_u = 0$; $D_u = 48$; $h = 1/24$; $G_N = 6$; $T = 5c$; $\phi = 5$; $\alpha_1 = 0,2$; $b = 0,01$; $d = 0,1$; $C = 1,5$, что соответствует оценкам для вероятностей $\hat{P}_2 = 0,4$; $\hat{P}_1 = 0,6$ и отношению $b_0 / a_0 = 0,042$, т.о. цена за ложную тревогу примерно в 25 раз больше, чем за пропуск соответствующего полезного сигнала.

Реальным значением для выходного сигнала в ИИКС является

$$Y(m_u, G_N) = \begin{cases} 2, \text{ при } \Lambda_0(m_u, G_N, D_u) > C; \\ 1, \text{ при } \Lambda_0(m_u, G_N, D_u) \leq C, \end{cases} \quad (19)$$

в котором m_u, G_N, D_u нам являются недостаточно известными.

Задача оптимизации системы состоит в определении компонент m_u^*, G_N^*, D_u^* . Событием θ будет конъюнкция событий $\theta_1 \cap \theta_2$, в котором для события $\theta_1 - Y_T(m_u, u, T) = Y(m_u, G_N, D_u)$ при $X(u, t) = X_1(u, t)$, символ $\theta_2 -$ событие, состоящее в выполнении равенства $X(u, t) = X_2(u, t)$. Результатом случайного поиска получено $m_u^* = 0,092$; $G_N^* = 4,47$; $D_u^* = 50,34$. Для системы обнаружения, выходным сигналом которой будет сигнал (11), вероятность ошибочного решения равна 0,351. Для системы обнаружения с выходным сигналом (18) при $m_u = m_u^*, G_N = G_N^*, D_u = D_u^*$, вероятность равна 0,442.

При уменьшении шума вероятность ошибочных решений значительно уменьшается.

Модель когерентного контроля подвижных объектов ФАР

Предлагаемый метод когерентного контроля объектов и его реализация в виде имитационной модели устройства дают возможность осуществления пространственной оценки координат модулей нежесткой крупноапертурной антенной решётки в реальном времени (рис. 1). Это позволяет создать систему управления фазами приёмно-передающих модулей-узлов, что, в конечном счёте, существенно повышает ТТХ ФАР [3, 7].

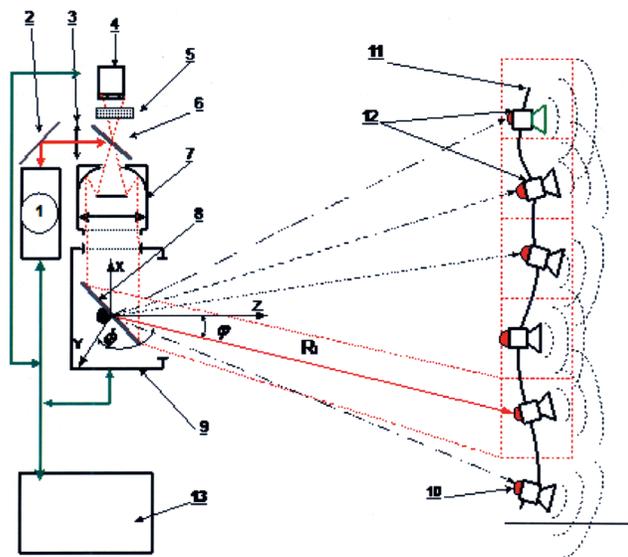


Рис. 1. Модель устройства для контроля координат элементов ФАР: 1 – лазерный дальномер, 2 – поворотное зеркало, 3 – фокусирующая линза, 4 – ПЗС-матрица, 5 – светофильтр, 6 – полупрозрачное зеркало, 7 – длиннофокусный объектив, 8 – подвижное зеркало, 9 – подвижное зеркало, 10 – светоотражающие элементы, 11 – каркас, 12 – приёмно-передающие модули, 13 – контроллер

Разработанная модель и макет (в лаборатории 54 ИПУ РАН) для реализации устройства для контроля координат модулей-узлов нежесткой крупноапертурной антенной решетки ФАР БЛА содержит установленные последовательно по ходу луча лазерный дальномер 1, поворотное зеркало 2, фокусирующую линзу 3, полупрозрачное зеркало 6, длиннофокусный объектив 7, подвижное зеркало 8 и оптический сканер 9, контроллер 13. На каркасе 11 установлены приёмно-передающие модули 12, на которые закреплены светоотражающие элементы (СОЭ) 10 с интегрированными в них светодиодами. За полупрозрачным зеркалом 6 размещены светофильтр 5 и ПЗС-матрица 4. Вся система находится под управлением контроллера 13.

Рассмотрим принцип работы устройства. На излучающих модулях антенной решётки, в их фазовых центрах,

установлены светоотражательные элементы 10. Излучение лазерного дальномера 1 через поворотное зеркало 2 и линзу 3, фокусное расстояние которой сопряжено с фокусом объектива 7, полностью заполняет апертуру объектива. Распространяясь в угловом поле зрения объектива, лазерное излучение освещает некоторую область решётки, содержащую приёмно-передающие модули 12. Отражённый от решётки световой поток, в обратном ходе лучей, собирается анализатором принимаемого излучения на приемник, на входе которого установлен амплитудный компаратор с порогом срабатывания, согласованным с уровнем отражения от СОЭ. Измерение дальности производится с точностью до одного миллиметра. Одновременно освещенная область решётки проецируется объективом 7 через полупрозрачное зеркало 6 и светофильтр 5 на ПЗС-матрицу 4. Спектр излучения диодов подсветки не совпадает со спектром излучения дальномера, таким образом, на ПЗС-матрице 4 формируется контрастное изображение светодиодов, сопряжённых с фазовым центром модуля. На рис. 2 представлена эволюция изображения светодиода на пиксельном поле ПЗС-матрицы 1. Угловые перемещения модуля приводят к смещению изображения 2, это позволяет измерять их угловые координаты.

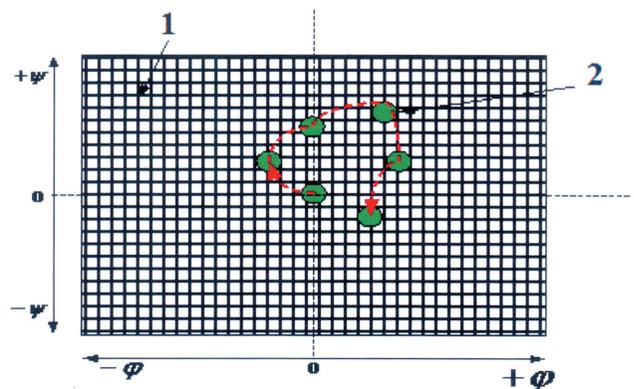


Рис. 2. Эволюция изображения светодиода на пиксельном поле матрицы ПЗС: 1 – пиксельное поле ПЗС-матрицы; 2 – изображение

Измерение соответствующих геометрических координат модулей-узлов решётки достигается последовательным сканированием длиннофокусным объективом 7 площади антенны ФАР БЛА с помощью оптического сканера. Начало системы координат связано с осью вращения зеркала сканера. Измерительное устройство управляется контроллером 13, за его основу взят типовой промышленный компьютер, оснащенный платой ввода-вывода. Модель устройства обладает следующими преимуществами: бесконтактностью измерений координат модулей-узлов, высоким пространственным разрешением положения фазового центра. Контроль всей поверхности антенны БЛА достигается сканированием поля зрения объектива сканирующим устройством. Конструкция СОЭ представлена на рис. 3.

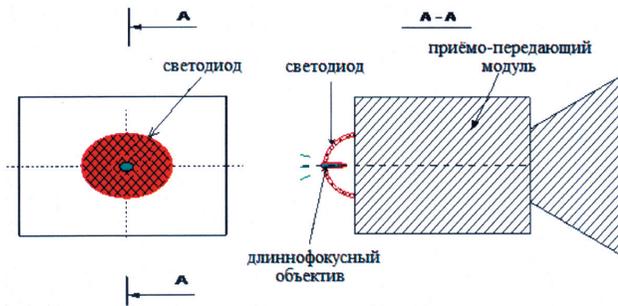


Рис. 3. Конструкция светоотражающего элемента и светодиода подсветки

Заключение

Предлагаемая модель контроля координат модулей-узлов нежесткой ФАР БЛА обеспечивает повышение пространственной избирательности радиолокационных систем обнаружения многофункциональных БЛА [3, 4], выполненных по технологии фазированных решёток ФАР.

Впервые предложены модель и устройство для измерения геометрических координат элементов нежесткой крупноапертурной решётки относительно базовой (выбранной опорной) точки для систем ИИКС БЛА. В основу устройства положена согласованная работа разнородных подсистем: лазерного дальномера и ПЗС-матрицы, установленных в оптическом тракте длиннофокусного объектива и радиотехнической части системы ИИКС.

Данная модель и описанное выше устройство позволяет построить трёхмерный график отклонений ориентаций всех излучателей от нормального положения с последующим внесением квазикогерентных сигналов коррекции в систему управления (СУ) ФАР многоцелевого БЛА.

Литература

1. Полтавский А.В. Математическая модель информационно-ударного комплекса беспилотных летательных аппаратов // *Боеприпасы*. – 2009. – № 1. – С. 70–76.
2. Полтавский А.В. Модель измерительной системы в управлении беспилотным летательным аппаратом // *Информационно-измерительные и управляющие системы*. – 2009. – № 10. – С. 73–77.
3. Пашков В.В. Способ определения координат // Патент РФ на изобретение № 2304760. Бюлл. изобрет. 2007. – № 23.
4. Полтавский А.В. Модель адаптивной системы управления беспилотным летательным аппаратом // *Научный вестник МГТУ*. – 2008. – № 130. – С. 167–171.
5. Бурба А.А., Мирошник В.В., Полтавский А.В. Адаптивная система управления беспилотным летательным аппаратом по крену и тангажу // Патент РФ на изобретение № 2302030. Бюлл. изобрет. 2007. – № 170.
6. Гладков Д.И. Оптимизация систем неградиентным случайным поиском. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 256 с.
7. Полтавский А.В. Метод когерентного контроля подвижных объектов // *Научный вестник МГТУ ГА*, 2015, № 211(1) С. 42-48.