

УДК 11:681.5.01:685.512.2.011.56

МЕТОД КОГЕРЕНТНОГО КОНТРОЛЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

А.В. ПОЛТАВСКИЙ

По заказу редакционной коллегии

Предлагается метод реализации устройств когерентного контроля состояния модулей-узлов фазированной антенной решетки (ФАР) подвижного объекта. Областью применения предлагаемого метода контроля являются радиолокационные станции повышенной пространственной избирательности в системах обнаружения малозаметных объектов и мониторинга окружающего пространства перспективных многофункциональных беспилотных летательных аппаратов (БЛА). Рассматриваются метод и устройство для селективного обнаружения малозаметных объектов в радиолокационных системах бортового комплекса управления БЛА.

Ключевые слова: антенна, радиолокационная система, фазированная антенная решётка.

Введение

В современных радиолокационных системах обнаружения различного типа подвижных объектов в процессе мониторинга окружающего пространства БЛА применяются пассивные и активные 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. 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, формируя при этом на поверхности объекта массив изображений точечных источников (для каждого источника отдельное изображение);
- регистрацию каждого точечного изображения матричным приемником излучения с его преобразованием в электрический сигнал;
- оцифровывание электрического сигнала с помощью аналого-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.

Предлагаемые метод и устройство контроля направлены 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.

Описание модели когерентной системы обнаружения подвижных объектов

Прием сигнала 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 структуры $s(t)$ в текущий 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 случайного процесса [1]:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{P}}_s = & - \sum_{r=1}^S (\hat{P}_s \nu_{sr} (\hat{Y}^{(s)}, R^{(s)}, t) - \hat{P}_r \nu_{rs} (\hat{Y}^{(s)}, R^{(s)}, t)) + \frac{1}{2} \hat{P}_s \sum_{r=1}^S \hat{P}_r b^{(s)}(\hat{Y}^{(s)}, Z, t); \\ \dot{\hat{Y}}^{(s)} = & f^{(s)}(\hat{Y}^{(s)}, t) + \sum_{r=1}^S \frac{\hat{P}_r(t)}{\hat{P}_s(t)} \nu_{rl} (\hat{Y}^{(s)}, R^{(r)}, t) [\hat{Y}^{(r)} - \hat{Y}^{(s)}] + R^{(s)} C^T (\hat{Y}^{(s)}, t) Q_Z^{-1} (Z - H(\hat{Y}^{(s)}, t)); \\ \dot{R}^{(s)} = & R^{(s)} \frac{\partial f^{(s)T}(\hat{Y}^{(s)}, t)}{\partial \hat{Y}} + \frac{\partial f^{(s)}(\hat{Y}^{(s)}, t)}{\partial \hat{Y}} R^{(s)} + f_0^{(s)}(\hat{Y}^{(s)}, t) f_0^{(s)T}(\hat{Y}^{(s)}, t) + \sum_{r=1}^S \frac{\hat{P}_r(t)}{\hat{P}_s(t)} \nu_{rs} (\hat{Y}^{(r)}, R^{(r)}, t) \left(R^{(r)} - R^{(s)} + (\hat{Y}^{(r)} - \hat{Y}^{(s)}) (\hat{Y}^{(r)} - \hat{Y}^{(s)})^T \right). \end{aligned} \quad (2)$$

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 (точнее, квазикогерентных) сигналов электромагнитных волн основана на известных уравнениях Максвелла (описывающих циркуляцию векторов электрического и магнитного полей), в которых одним из частных решений волновых уравнений являются известные структуры из элементарных тригонометрических функций (представляются 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 электромагнитной 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 , и для второй компоненты электромагнитной волны $H = H_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} + \alpha)$ рассуждаем аналогично.

Далее рассмотрим суперпозицию двух линейно поляризованных волн с одинаковыми направлениями электромагнитных колебаний:

$$E_1 = E_{\max 1} \cos(\omega t - kS_1 + \varphi_1) \quad \text{и} \quad E_2 = E_{\max 2} \cos(\omega t - kS_2 + \varphi_2),$$

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

Результирующее движение также имеет вид гармонического колебания с интенсивностью:

$$J_{1,2} = J_1 + J_2 + 2\sqrt{J_1 J_2} \cos \nu_\delta; \nu_\delta = (kS_1 - kS_2) + (\varphi_1 + \varphi_2) \quad (3)$$

и максимальной амплитудой электромагнитных колебаний в форме

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

Множество приемных устройств квазикогерентных систем воспринимают интенсивность усредненную во времени:

$$v_\delta = (kS_1 - kS_2) + (\varphi_1 + \varphi_2) = \text{const}; v_\delta > 0, J_{1,2} > J_1 + J_2 \text{ (при } J_1 = J_2 \Rightarrow J = 4J_2).$$

Если тригонометрическая функция вида $\cos v_\delta = 2n\pi$, $n = 1, 2, 3, \dots$, то волны и их источники в отношении фаз будут согласованы друг с другом, т.е. когерентны, таким образом монохроматическая волна – это и есть когерентная волна, и ее фаза не должна "сбиваться" во времени. Перераспределение интенсивностей излучения с образованием соответствующих минимумов и максимумов в результате суперпозиции когерентных электромагнитных волн (сложение k электромагнитных волн $I_\Sigma = \left| \sum_{i=1}^k E_{mi} \right|^2$) 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, т.е. амплитудой и фазой [1; 2]

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

где $A(t), \varphi_c(t)$ – амплитуда и собственная фаза электромагнитного сигнала, временная зависимость которых объясняется флуктуациями квазикогерентного сигнала под воздействием случайных факторов;

$\varphi_M(t)$ – фазовая модуляция компонент, которая вносится в сигнал для обеспечения его обнаружения с условием действия помехи системе ИИКС.

Любые из этих параметров несут информацию об объектах различной природы и могут быть использованы для решения широких задач радиолокации. На основе известного нам метода усреднения когерентного во времени сигнала для не периодически движущихся с постоянной скоростью объектов в большинстве известных работ приведена рабочая формула

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

где $I(r), I_0(r)$ – символы интенсивности сигнала от объекта-цели и интенсивности сигнала, соответствующего «невозмущенному» объекту;

$V(r), \tau$ – скорость перемещения и время наблюдения (экспозиции) объекта-цели;

λ – длина волны электромагнитного излучения.

В работах профессоров И.В. Прангшвили, А.Н. Ануашвили и В.В. Маклакова (ИПУ РАН) получено подобное выражение для наблюдения интенсивности квазикогерентного* излучения (усредненного во времени) при наблюдении объекта под некоторым углом α

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

при $0 < VT \leq d$ и $I_s = I_{0s} \left[1 - \frac{d}{VT \text{Sin} \alpha} \right]^2$, если условие $VT \text{Sin} \alpha \geq d$, где d – геометрический размер наблюдаемой структуры (структура объекта наблюдения на некотором интервале времени экспозиции данного подвижного объекта $T = \tau$).

В общем же случае [1; 2; 3] в системах обнаружения квазикогерентный входной сигнал в приемном устройстве может быть представлен полезной составляющей $S(t)$ и помехой $N(t)$ в виде

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

В радиофизике часто принимается, что помеха (шум) вида $N(t)$ – стационарный случайный процесс, свойства которого при сдвиге во времени имеют одинаковые статистические свойства, причем $\overline{N(t)} = 0, \overline{N(t), (t-\tau)} = R_n(\tau)$, где чертой обозначено статистическое усреднение, а $R_n(\tau) = R_n(-\tau)$ – (авто) корреляционная функция случайного процесса (шума) $N(t)$, зависящая только от времени сдвига τ . Спектральная интенсивность процесса находится

$$S_n(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_n(\tau) e^{-i\omega\tau} d\tau.$$

Полагая шум белым с нормально распределенными параметрами, получим формулу для усредненного квадрата приращений фазы сигнала за время сдвига в виде выражения [1]

$$\overline{\Delta^2(\tau)} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\infty} S_n(\omega) \frac{\sin^2(\omega\tau/2)}{\omega^2} d\omega.$$

Мгновенная частота такого случайного процесса равна $\omega(t) = \omega_0 + n(t)$ и в каждый момент времени имеет гауссово распределение [1]

$$p_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi n^2}} \exp\left[-\frac{n^2}{2n^2}\right].$$

При модуляции спектральная интенсивность сигнала $S_n(\omega)$ изменяется медленно и в формуле для усредненного квадрата фазы можно положить приближенно $S_n(\omega) \approx S(0)$, $\delta\omega|\tau| \geq 1$, где $\delta\omega$ – эффективная ширина спектра электромагнитного сигнала.

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 достаточно известной формулой [1; 2]

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

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

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

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

Несложным преобразованием с помощью функции Кравченко-Бернштейна сигнал для системы обнаружения подвижного объекта с учетом возможных помех ИИКС (естественных и организованных) приводится к следующему общепринятому виду [1; 2; 6]

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

* В теории когерентности важным понятием является функция взаимной корреляции электромагнитных сигналов приходящих с двух различных направлений и в два момента времени, – это есть функция взаимной когерентности [1; 2]

$$\Gamma_{12}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} E(\xi_1, t) E^*(\xi_2, t + \tau) dt,$$

где звездочкой обозначена комплексно сопряженная величина; $E(\xi_1, t)$ – комплексная величина излучения электромагнитного сигнала.

С помощью неравенства Шварца можно показать, что для двух излучений выполняется условие вида

$$0 \leq |\Gamma_N(\xi_1, \xi_2, \tau)| \leq 1.$$

Таким образом, экстремальные значения символов 0 и 1 соответствуют полной некогерентности и полной когерентности от двух источников излучения, т.е. электромагнитное излучение, приходящее с направлений от двух источников ξ_1 и ξ_2 , является полностью когерентным, если при этом выполняется следующее равенство

$$\Gamma_N(\xi_1, \xi_2, \tau) = 1.$$

При значении $\Gamma_N(\xi_1, \xi_2, \tau) = 0$ излучение от точки 1 не зависит от излучения точки 2, в таком случае будет

$$\Gamma(\xi_1, \xi_2, \tau) = \Gamma(\xi_1, \tau) \delta(\xi_1 - \xi_2).$$

где U, φ – случайная составляющая сигнала с учетом действующей помехи $N(t)$, которая в имитационном моделировании часто полагается белым шумом с интенсивностью G_N , а математическое ожидание и дисперсию сигнала обозначим через символы m_u, D_u .

Алгоритм обнаружения подвижного объекта-цели в многоканальной ИИКС представим известной «пороговой» зависимостью следующего вида [2; 6]

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

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, a_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 входе квазикогерентной системы, индекс 1 – отсутствие полезного сигнала в приемном устройстве информационно-измерительной системы ИИКС [2; 6]

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

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

$$\begin{aligned} \Lambda_0(u_{\alpha_1}, u, T) &= h E(u_{\alpha_1}, u, T) \left\{ 1 + \frac{1}{2} D_u \left[\mathcal{G}_1^2(u_{\alpha_1}, u, T) + \mathcal{G}_{11}(u_{\alpha_1}, u, T) \right] \right\}; \\ E(u_{\alpha_1}, u, T) &= \exp \left\{ \int_0^T g(u_{\alpha_1}, \tau) X(u, \tau) d\tau - \frac{1}{2} \beta(u_{\alpha_1}, T) \right\}; \\ \mathcal{G}_1(u_{\alpha_1}, u, T) &= \int_0^T \dot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) X(u, \tau) d\tau - \dot{\beta}(u_{\alpha_1}, T); \\ \mathcal{G}_{11}(u_{\alpha_1}, u, T) &= \int_0^T \ddot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) X(u, \tau) d\tau - \ddot{\beta}(u_{\alpha_1}, T); \\ g(u_{\alpha_1}, T) &= \int_0^T g(u_{\alpha_1}, \tau) f(u_{\alpha_1}, \tau) d\tau; \quad g(u_{\alpha_1}, \tau) = (u_{\alpha_1} / G_N) \exp(-\varphi \tau); \\ h &= 1 / (u_{\max} - u_{\min}); \quad f(u_{\alpha_1}, \tau) = S(u, \tau); \\ u_{\max}, u_{\min} & - \text{экстремумы случайной величины } U. \end{aligned} \quad (14)$$

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

Из данных формул можно найти очередное выражение в виде [6]

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

Для наблюдаемого сигнала в многоканальной ИИКС ниже приведены дополнительные компоненты:

$$\begin{aligned} \dot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) &= (1 / G_N) \exp(-\varphi \tau); \quad \ddot{g}(u_{\alpha_1}, \tau) = 0; \\ \dot{\beta}(u_{\alpha_1}, T) &= -\frac{u_{\alpha_1}}{G_N \varphi} (1 - \exp(-2\varphi T)); \\ \ddot{\beta}(u_{\alpha_1}, T) &= -\frac{u_{\alpha_1}}{G_N \varphi} (1 - \exp(-2\varphi T)). \end{aligned} \quad (16)$$

Очередным преобразованием формулы (14) получим, что исходная функция принимает вид:

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

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

$$\alpha_1 = (1 - \exp(-\varphi T)) / \varphi; \quad b = \alpha_1^2 / 4; \quad d = \alpha_1 / 2.$$
(17)

Требуемым значением для выходного сигнала в многоканальной системе ИИКС является

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

в котором исходными данными для имитационного моделирования процедурами неградиентного случайного поиска (НСП) являются [6; 7]: $u_{\alpha_1} = m_u = 0$; $D_u = 48$; $h = 1/24$ и $G_N = 6$; $T = 5c$; $\varphi = 5$; $\alpha_1 = 0,2$; $b = 0,01$; $d = 0,1$; $C = 1,5$, что соответствует оценкам вероятностей $\hat{P}_2 = 0,4$; $\hat{P}_1 = 0,6$ и отношению $b_0 / a_0 = 0,042$. Таким образом, цена за ложную тревогу примерно в 25 раз больше, чем за пропуск соответствующего полезного сигнала [6; 7].

Реальным значением для выходного сигнала в многоцелевой ИИКС является зависимость

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

в которой вероятностные характеристики m_u, G_N, D_u являются недостаточно известными.

Задача оптимизации состоит в определении компонент m_u^* ; G_N^* ; D_u^* . Результатом поиска процедурами НСП [7] получено, что $m_u^* = 0,092$; $G_N^* = 4,47$; $D_u^* = 50,34$. Для системы обнаружения, выходным сигналом которой будет сигнал (11), вероятность ошибочного решения равна 0,351, для системы обнаружения с выходным сигналом (18) при $m_u = m_u^*$; $G_N = G_N^*$; $D_u = D_u^*$ эта вероятность равна 0,442. При уменьшении интенсивности белого шума в системе ИИКС вероятность ошибочных решений значительно уменьшается.

Описание устройства когерентного контроля подвижных объектов в ИИКС

Предлагаемый метод когерентного контроля, а также его техническая реализация в виде имитационной модели устройства дают возможность осуществления пространственной оценки положения координат модулей нежёсткой крупноапертурной антенной решётки в реальном времени. Это позволяет создать систему управления фазами приёмо-передающих модулей-узлов, что, в конечном счёте, может повысить тактико-технические характеристики современных ФАР комплексов БЛА [3], в частности, их пространственную избирательность подвижных объектов.

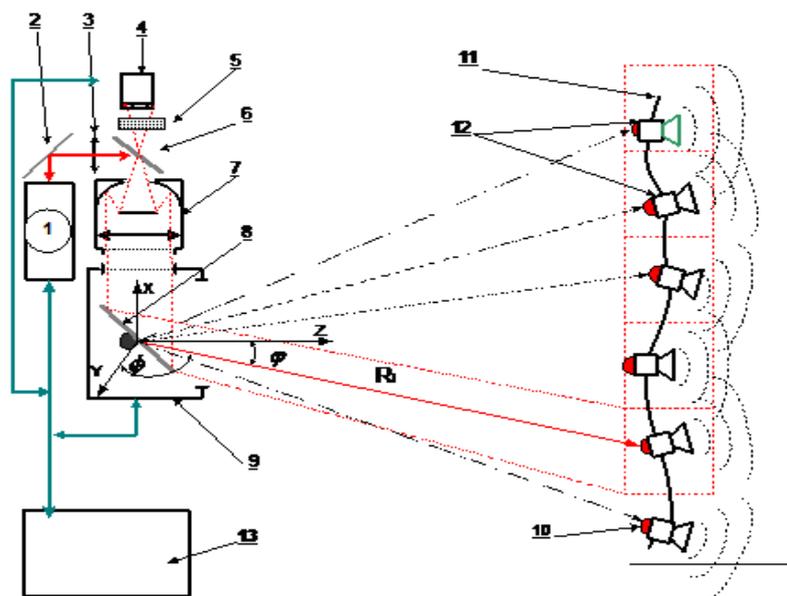


Рис. 1. Модель устройства для контроля координат элементов ФАР:

- 1 – лазерный дальномер; 2 – поворотное зеркало; 3 – фокусирующая линза; 4 – ПЗС-матрица;
 5 – светофильтр; 6 – полупрозрачное зеркало; 7 – длиннофокусный объектив; 8 – подвижное
 зеркало; 9 – оптический сканер; 10 – светоотражающие элементы; 11 – каркас;
 12 – приемно-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 приемно-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. Данная техническая система находится под управлением контроллера 13, реализованного на базе стандартного персонального компьютера (ПК). Рассмотрим принцип работы этого устройства. На излучающих модулях антенной решетки, 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 решетки, содержащую приемно-передающие модули 12. Отраженный от решетки 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 решетки 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, сопряженных с фазовым центром модуля.

На рис. 2 представлена эволюция изображения от светодиода на пиксельном поле ПЗС-матрицы 1. Угловые перемещения модуля (колебания) приводят к смещению изображения 2, что позволяет непосредственно измерять их угловые координаты.

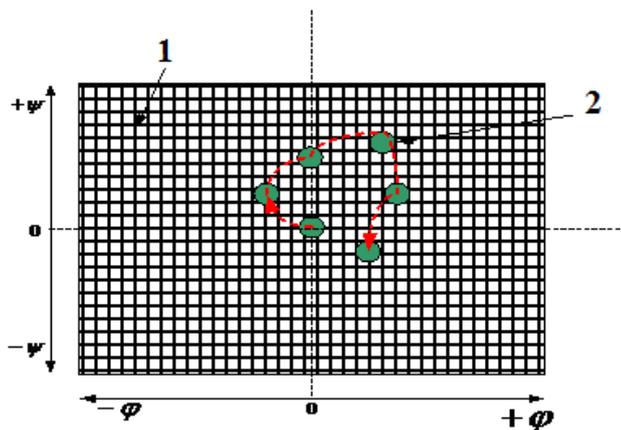


Рис. 2. Эволюция изображения объекта светодиода на пиксельном поле матрицы ПЗС:
1 – пиксельное поле ПЗС-матрицы; 2 – изображение

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. Таким образом, контроль всей поверхности антенны типа ФАР БЛА достигается последовательным сканированием поля зрения объектива прецизионным сканирующим устройством. Конструкция СОЭ представлена на рис. 3.

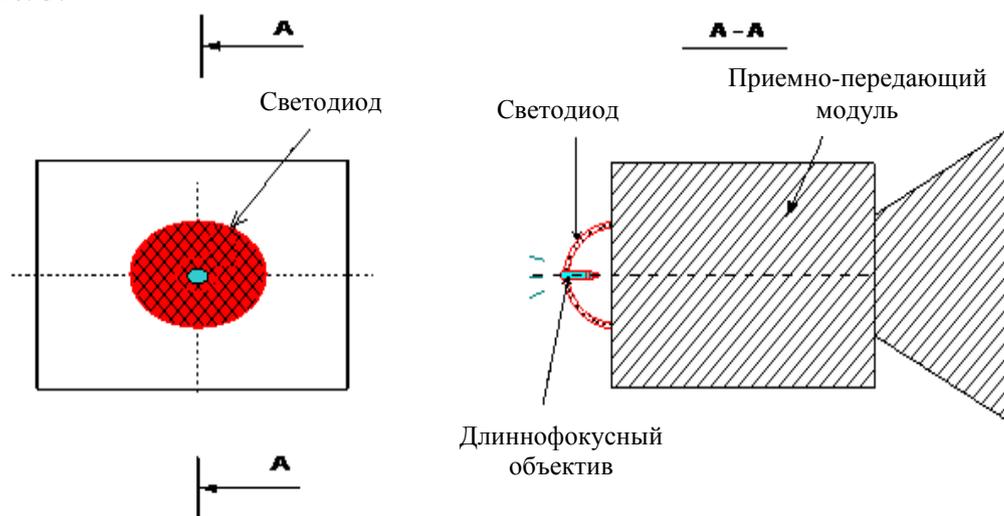


Рис. 3. Конструкция светоотражающего элемента и светодиода подсветки

Заключение

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

Предложен метод измерения геометрических координат элементов нежесткой крупноапертурной решётки относительно базовой (выбранной опорной) точки для перспективных многофункциональных систем ИИКС комплексов с БЛА. В основу предлагаемого устройства по-

ложена согласованная работа разнородных подсистем: лазерного дальномера и ПЗС-матрицы, установленных в оптическом тракте длиннофокусного объектива, а также радиотехнической части системы ИИКС. Данная модель и описанное техническое устройство позволяет построить трёхмерный график отклонений ориентаций всех излучателей от нормального положения с последующим внесением квазикогерентных сигналов коррекции в систему управления (СУ) ФАР многофункционального БЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Полтавский А.В.** Математическая модель многофункционального 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. **Пат. 2304760.** Российская Федерация. Способ определения координат / Пашков В.В. – 2007. Бюл. № 23.
4. **Полтавский А.В.** Модель адаптивной системы управления беспилотным летательным аппаратом // Научный Вестник МГТУ ГА. - 2008. - № 130. - С. 167-171.
5. **Пат. 2302030.** Российская Федерация. Адаптивная система управления беспилотным летательным аппаратом по крену и тангажу / Полтавский А.В. – 2007. Бюл. № 170.
6. **Гладков Д.И.** Оптимизация систем неградиентным случайным поиском. – М.: Энергоатомиздат, 1984.
7. **Гладков Д.И., Симагин А.К.** Программа неградиентного метода случайного поиска. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1983.

MONITORING OF COORDINATES FOR MODULES OF UNRIGGED PHASED ANTENNA ARRAY

Poltavskiy A.V.

Coherent method for realizing of the device for modules-units start monitoring of phased antenna array is suggested. Application area of the coherent method includes radar systems with improved special selectivity within systems for the detection of poorly-observable objects and for monitoring the environment of advanced multi-functional pilotless flying apparatuses. Device of selective detection of poorly-observable objects in radar systems of on-board control set pilotless flying apparatuses is considered.

Keywords: antenna, radar system, phased antenna array.

Сведения об авторе

Полтавский Александр Васильевич, 1957 г.р., окончил КВВАИУ (1988), доктор технических наук, ведущий научный сотрудник ИПУ РАН, автор более 100 научных работ, область научных интересов – исследование динамических систем с переменной структурой на основе моделирования.