УДК 621.371

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ ОТ ПОДВИЖНЫХ МАЛОВЫСОТНЫХ ОБЪЕКТОВ

В. К. Клочко, д.т.н., профессор кафедры АИТУ РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-2550-999X, e-mail: klochkovk@mail.ru
В. П. Кузнецов, к.т.н., доцент кафедры АИТУ РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0001-6189-9011, e-mail: kuznetsovaitu@yandex.ru
Ву Ба Хунг, аспирант кафедры РТУ РГРТУ, Рязань, Россия;
orcid.org/0000-0003-3108-0552, e-mail: ronando2441996@gmail.com

Рассматривается задача оценивания параметров квазинепрерывных радиосигналов от маловысотных и малоразмерных движущихся объектов. Проводится исследование методов и условий повышения точности оценок пространственных координат объектов. ***Цель работы*** *– повышение эффективности работы радиосистем наблюдения за маловысотными и малоразмерными движущимися объектами. Исследование проводится методом математического и компьютерного моделирования моделей радиосигналов и оценивания их параметров. Показано, что точность оценок можно повысить за счет учета сферичности фронта волны. Дана сравнительная оценка эффективности работы радиосистемы при обработке сигналов в частотной и временной областях. Приведены результаты моделирования. Прикладная направленность работы − алгоритмическое обеспечение радиосистем охраны малых территорий от маловысотных движущихся объектов.*

Ключевые слова: *радиосигналы, оценки параметров, подвижные маловысотные объекты, математическое и компьютерное моделирование.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2022-80-12-23

Введение

В последнее время актуальна разработка методов и алгоритмов измерения пространственных координат маловысотных и малоразмерных объектов в интересах безопасности дорожного движения и охраны малых территорий. Такими объектами являются дроны, автомобили, катера. Для их обнаружения применяются радиоаппаратура с линейно-частотной или фазово-частотной модуляцией квазинепрерывных сигналов и антенные решетки (АР). Представляет научный и практический интерес исследовать методы и модели, позволяющие разрабатывать алгоритмы с повышенной точностью определения пространственного положения объектов при оценивании параметров радиосигналов.

Цель работы − повышение эффективности работы радиосистем наблюдения за маловысотными и малоразмерными движущимися объектами путем исследования методов и моделей, позволяющих повысить точность оценок пространственного положения объектов при обработке квазинепрерывных радиосигналов.

Модель сигнала и постановка задачи

Рассматривается случай, когда наблюдение осуществляется за воздушными объектами типа дронов, движущихся с определенной скоростью по траекториям. Система наблюдения представляет собой наземный (или автомобильный) передатчик и радиоприемник с пятью приемными элементами АР, принимающими квазинепрерывные сигналы в сантиметровом диапазоне длин волн с последующей обработкой сигналов в пяти независимых каналах.

Положение каждого объекта $M(\theta,\varphi,R)$ в антенной системе координат измеряется углом места θ, азимутом φ и дальностью R, при этом угол θ отсчитывается в вертикальной плоскости, угол φ − в горизонтальной так, как показано на рисунке 1. Движение объекта моделируется в прямоугольной системе координат. Оценки пространственных координат находятся как в сферической, так и в прямоугольной системах. Прямоугольные и сферические координаты связаны

$$x = R\cos\theta\sin\varphi,\ y = R\sin\theta,\ z = R\cos\theta\cos\varphi.$$

Приемные элементы АР расположены в плоскости OXY с прямоугольными координатами центров $(x_0, y_0) = (0, 0)$, $(x_1, y_1) = (a, 0)$, $(x_2, y_2) = (0, a)$, $(x_3, y_3) = (-b, 0)$, $(x_4, y_4) = (0, -b)$, $a > 0$, $b > 0$, несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы), как показано на рисунке 2.

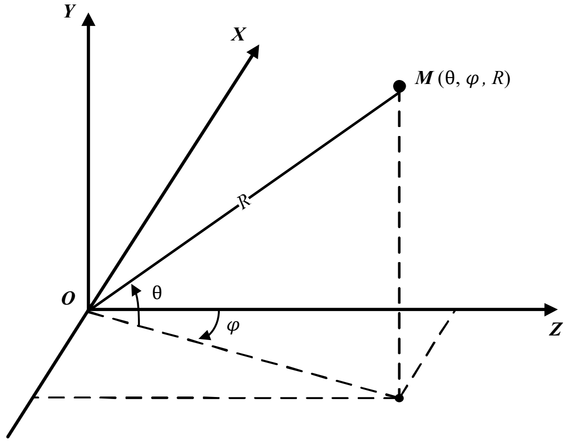

Рисунок 1 − Антенная система координат
Figure 1 – Antenna coordinate system

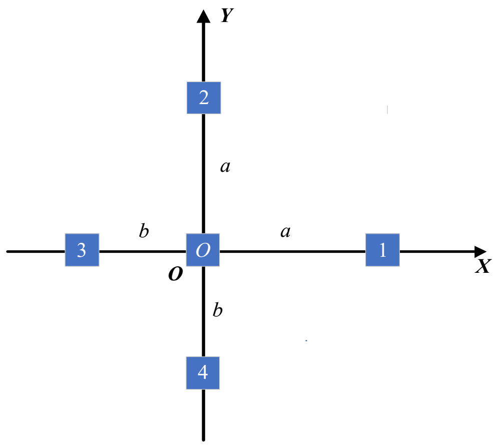

Рисунок 2 − Расположение элементов АР
Figure 2 – Location of antenna array elements

Сигнал отражения от отдельного объекта, принятый в элементе разрешения дальности R в q-м приемном элементе АР ($q = 0,1,...,Q$, Q = 4 − число боковых элементов) в момент времени t, описывается моделью [1]

$$\dot{s}_q(t) = \gamma U_0\, G(\varphi,\theta)\exp[j(\omega_0(t-\tau_q)+\varphi_0+\eta)] + \dot{p}_q \quad (2)$$

как аналитический сигнал в комплексной форме, где γ − мультипликативный шум с единичным средним; U_0 − амплитуда; $G(\varphi,\theta)$ − амплитудная характеристика диаграммы направленности (ДН) приемного элемента АР; j − мнимая единица; $\omega_0 = 2\pi c/\lambda$ − несущая круговая частота, зависящая от скорости света c и длины волны λ; τ_q − задержка сигнала: $\tau_q = D_q / c$, $D_q = 2R + \delta_q$ −расстояние, пройденное сигналом в случае неподвижного объекта; δ_q − отклонение фронта волны, достигшей q-го бокового элемента АР, относительно центра антенны ($\delta_0 = 0$); φ_0 – начальная фаза; η – случайное изменение фазы на $[0, 2\pi]$; $\dot{p}_q$ – аддитивный комплексный шум с нулевым средним, действующий в q-м канале.

Радиальная дальность до движущегося объекта R, определяемая как расстояние между объектом и центром АР, меняется во времени: $R = R(t)$ и с точностью до второй производной может быть представлена зависимостью $R(t) = R_0 - v_R t - a_R t^2/2$, где R_0 – начальная дальность в элементе разрешения по дальности; v_R и a_R – радиальная скорость и ускорение объекта, взятые с определенным знаком (плюс при движении в сторону АР и в противоположном направлении – минус).

Тогда $\tau_q = (2R(t) + \delta_q)/c = (2R_0 - 2v_R t - a_R t^2 + \delta_q)/c$ и

$$\omega_0(t - \tau_q) = \omega_0 t - (2\pi/\lambda)(2R(t) + \delta_q) = \omega_0 t - 2\pi(2R_0 - 2v_R t - a_R t^2 + \delta_q)/\lambda$$
$$= \omega_0 t - 4\pi R_0/\lambda + \omega_д t - (2\pi/\lambda)\delta_q,$$

где $\omega_д = 2\pi(2v_R + a_R t)/\lambda$ – доплеровское изменение частоты за счет движения объекта, зависящее от t при наличии ускорения.

С учетом этого модель (2) принятого в q-м элементе АР сигнала ($q = \overline{1,Q}$) принимает вид

$$\dot{s}_q(t) = \gamma U_0\, G(\varphi,\theta)\exp[j(\omega_0 t - 4\pi R_0/\lambda + \omega_д t - 2\pi\delta_q/\lambda + \xi)] + \dot{p}_q(t), \quad (3)$$

где случайная величина $\xi = \varphi_0 + \eta$.

Реально на входе q-го приемного элемента АР действует сигнал, модель которого представлена интегральным выражением

$$\dot{s}_{q\Sigma}(t) = \iint\limits_{D_{\varphi,\theta}} \gamma U_0(\varphi,\theta)\, G(\varphi,\theta)\exp[j(\omega_0 t - 4\pi R_0/\lambda +$$
$$+ \omega_д(\varphi,\theta)t - 2\pi\delta_q(\varphi(t),\theta(t))/\lambda + \xi)]d\varphi d\theta + \dot{p}_q(t),$$

где $D_{\varphi,\theta}$ – область интегрирования по угломерному пространству ДН АР; $U_0(\varphi,\theta)$ – амплитуда отраженного сигнала с углового направления φ,θ [$U_0(\varphi,\theta) = 0$, если отражения нет]; $\delta_q(\varphi(t),\theta(t))$ – запаздывание или опережение сигнала в момент времени t при его наличии с углового направления φ,θ, при этом переотраженный сигнал от объекта приходит позже прямого сигнала; $\omega_д(\varphi,\theta)$ – доплеровский сдвиг частоты при наличии сигнала от движущегося объекта в направлении φ,θ, причем возможна флуктуация доплеровской частоты.

После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных объектов, перехода на промежуточную частоту $\omega_п$ вместе с доплеровской частотой $\omega_{пд} = \omega_п + \omega_д$ и дискретизации по времени t_i в тракте первичной обработки модель сигнала принимает вид

$$\dot{s}_{q\Sigma}(t_i) = \sum_{k=1}^{m}\gamma U_0(\varphi_k,\theta_k)G(\varphi_k,\theta_k)\exp[j(\omega_{пд}(\varphi_k,\theta_k)t_i - 4\pi R_0/\lambda -$$
$$- 2\pi\delta_q(\varphi_k(t_i),\theta_k(t_i))/\lambda + \xi) + p_q(t),\ i = \overline{1,n}, \quad (4)$$

где n – число дискретных отсчетов моментов времени в элементе дальности $[R, R+\Delta R]$; ΔR – разрешающая способность по дальности; $m = m_0 + m_1$, где m_0 – число k-х составляющих сигнала, принадлежащих движущимся объектам и приходящим в моменты t_{k0} в элементе разрешения дальности, а m_1 – число переотражений, приходящих в моменты t_{k1} с некоторым опозданием ($t_{k1} > t_{k0}$).

Для объектов, находящихся в разных элементах дальности, модель (4) упрощается и на промежутке времени $[t_0, t_1]$ прихода полезного сигнала (до переотражений) принимает вид, отличающийся от (3) наличием частоты $\omega_{пд}$:

$$\dot{s}_q(t_i) = \gamma U_0\ G(\varphi,\theta)\exp[\,j(\omega_{n\partial}t_i - 4\pi R_0/\lambda - 2\pi\delta_q/\lambda + \xi)] + \dot{p}_q(t_i),\ \ i = \overline{1,n}\,. \qquad (5)$$

В составе модели (5) присутствует величина δ_q, которая содержит информацию о пространственных координатах объекта *x*, *y*, *z*.

Задача в рамках модели (5) заключается в нахождении координат объекта *x*, *y*, *z* на промежутке времени $[t_0, t_1]$.

Определение координат на основе модели плоского фронта волны

Представим сферический фронт отраженной от объекта волны, движущейся в направлении центра антенны, касательной плоскостью (плоским фронтом) с нормальным вектором

$$\vec{\mathbf{n}} = (x, y, z) = R(\cos\theta\sin\varphi,\ \sin\theta,\ \cos\theta\cos\varphi),$$

или ортом вектора нормали $\vec{\mathbf{n}}^0 = (\cos\theta\sin\varphi, \sin\theta, \cos\theta\cos\varphi)$. Считаем, что плоский фронт волны с таким же нормальным вектором достигает центра остальных приемных элементов антенны. Тогда величина δ_q определится как отклонение центра *q*-го приемного элемента [точки с координатами $(x_q, y_q, 0)$] от плоскости, проходящей через начало координат с вектором нормали $\vec{\mathbf{n}}^0$, по формуле:

$$\delta_q = x_q\cos\theta\sin\varphi + y_q\sin\theta\,,$$

или с учетом $\cos\theta\sin\varphi = x/R$, $\sin\theta = y/R$ имеем:

$$\delta_q = (x_q x + y_q y)/R\,,\ q = \overline{1,Q}\,. \qquad (6)$$

По-другому величину δ_q можно вычислить как проекцию радиус-вектора центра приемного элемента антенны $\vec{\mathbf{m}}_q = (x_q, y_q, 0)$ на вектор нормали к фронту волны с помощью скалярного произведения векторов $\vec{\mathbf{n}}^0 = (x/R, y/R, z/R)$ и $\vec{\mathbf{m}}_q$:

$$\delta_q = \text{пр}_{\vec{n}^0}\vec{\mathbf{m}}_q = \vec{\mathbf{n}}^0\cdot\vec{\mathbf{m}}_q = (x_q x + y_q y)/R\,.$$

Формула (6) дает линейную зависимость δ_q от R, x, y.

Измерение фаз в частотной области и вычисление координат

После обработки дискретных последовательностей $\dot{s}_q(t_i)$, $i = \overline{1,n}$, с помощью преобразования Фурье в *q*-х каналах первичной обработки ($q = \overline{0,Q}$) получаются спектральные последовательности комплексных амплитуд $\dot{s}_q(f_i)$ на доплеровских частотах f_i, $i = \overline{1,n}$, с модулями $|\dot{s}_q(f_i)|$ и аргументами-фазами $\arg\dot{s}_q(f_i) = \psi_q$. В спектрах доплеровских частот *q*-х каналов ($q = \overline{0,Q}$) выделяется одинаковая частота (или близкие частоты), на которой модули $|\dot{s}_q(f_i)|$ комплексных амплитуд превышают порог обнаружения полезного сигнала для всех $q = \overline{0,Q}$. На выделенной частоте измеряются фазы

$$\psi_q = -4\pi R_0/\lambda - 2\pi\delta_q/\lambda + \xi + \varepsilon_q\,,\ q = \overline{0,Q}\,,$$

где ε_q – ошибки измерения фазы.

Для координат центров пяти ($Q+1=5$) приемных элементов АР разности фаз на момент времени $t \in (t_0, t_1)$ принимают значения

$$\Delta\psi_1 = \psi_0 - \psi_1 = (2\pi/\lambda)\delta_1 + \Delta\varepsilon_1 = (2\pi/\lambda)ax/R + \Delta\varepsilon_1\,, \qquad (7)$$

$$\Delta\psi_2 = \psi_0 - \psi_2 = (2\pi/\lambda)\delta_2 + \Delta\varepsilon_2 = (2\pi/\lambda)ay/R + \Delta\varepsilon_2\,,$$

$$\Delta\psi_3 = \psi_0 - \psi_3 = (2\pi/\lambda)\delta_3 + \Delta\varepsilon_3 = -(2\pi/\lambda)bx/R + \Delta\varepsilon_3\,,$$

$$\Delta\psi_4 = \psi_0 - \psi_4 = (2\pi/\lambda)\delta_4 + \Delta\varepsilon_4 = -(2\pi/\lambda)by/R + \Delta\varepsilon_4\,.$$

Из (7) можно определить координату x с помощью 1-го и 3-го элементов АР:

$$x_1 = \Delta\psi_1 R / ka + \eta_1,\ x_2 = -\Delta\psi_3 R / kb + \eta_3,\ k = 2\pi/\lambda\ ,$$

где случайные величины η_1 и η_3 обусловлены случайными величинами $\Delta\varepsilon_1 = \varepsilon_0 - \varepsilon_1$ и $\Delta\varepsilon_3 = \varepsilon_0 - \varepsilon_3$.

Для уменьшения влияния η_1 и η_3 воспользуемся усреднением с весами:

$$\hat{x} = (ax_1 + bx_2)/(a+b)\ .$$

Аналогично с помощью 2-го и 4-го элементов АР можно определить оценку для y:

$$\hat{y} = (ay_1 + by_2)/(a+b),\ y_1 = \Delta\psi_2 R / ka + \eta_2,\ y_2 = -\Delta\psi_4 R / kb + \eta_4 .$$

Оценка координаты z: $\hat{z} = \sqrt{R^2 - \hat{x}^2 - \hat{y}^2}$.

Оценки угловых координат вычисляются как

$$\hat{\varphi} = arctg(\hat{x}/\hat{z}),\ \hat{\theta} = \arcsin(\hat{y}/R)\ .$$

Поправка на сферичность

Обозначим $\delta_q^* = \delta_q - \Delta_q$ величину отклонения фронта волны в q-м боковом элементе АР ($q = \overline{1,Q}$) с учетом поправки Δ_q на сферичность. На рисунке 3 в плоскости XOM (для $q = 1$, $x > 0$) обозначено

$$MA = r,\ MB = h,\ OM = R,\ AB = m,\ OB = \delta,\ OC = \delta^*,\ BC = \Delta\ .$$

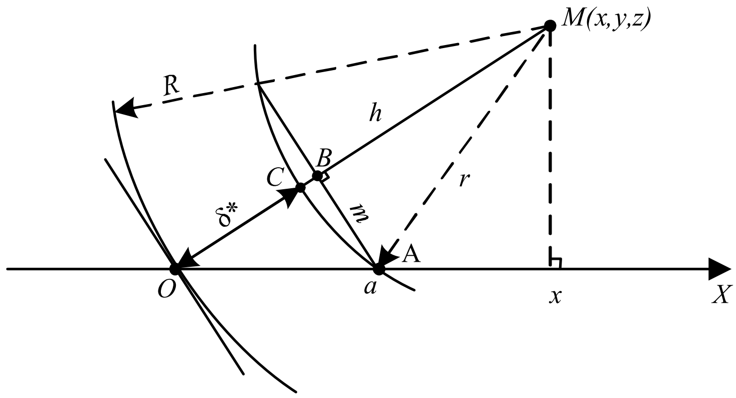

Рисунок 3 − К расчету поправки на сферичность
Figure 3 – To the calculation of sphericity correction

Из рисунке 3 и прямоугольных треугольников ABM и OAB следует

$$h = R - \delta,\quad \Delta = r - h = r - \sqrt{r^2 - m^2},\ m^2 = a^2 - \delta^2,\ r = h + \Delta,\quad \delta \le a\ .$$

Имеем

$$\Delta = h + \Delta - \sqrt{(h+\Delta)^2 - (a^2 - \delta^2)}\ ,$$

откуда получается квадратное уравнение

$$\Delta^2 + 2h\Delta - a^2 + \delta^2 = 0$$

с решением

$$\Delta = \sqrt{h^2 + a^2 - \delta^2} - h,\ h = R - \delta,\ \delta^* = \delta - \Delta,\ \delta > 0\ . \tag{8}$$

Расчет в плоскости XOM для q = 1 при $x < 0$ ($\delta = R - r < 0$) дает аналогичный результат (8) с тем отличием, что $\delta^* = \delta + \Delta$.

Расчет в плоскости XOM для q = 3 при $x > 0$ дает решение

$$\Delta = \sqrt{h^2 + b^2 - \delta^2} - h,\ h = R - \delta,\ \delta^* = \delta + \Delta,\ \delta < 0\ \ (|\,\delta\,| \le b)$$

и аналогичный результат при $x < 0$ с отличием $\delta^* = \delta - \Delta$ и $\delta > 0$.

Таким образом, знак Δ выбирается противоположно знаку δ .

Выкладки повторяются без изменения в плоскости *YOM* (для $q = 2$ и $q = 4$ с заменой x на y).

Нетрудно получить из (8), что при $R \to \infty$ и $\delta \to a \Rightarrow \Delta \to 0$.

Устранение неоднозначности измерения разности фаз

Для измерения угловых координат на каждой оси АР относительно центрального элемента расположены два боковых элемента. Расстояние между центральным и боковым элементами АР называется базой. В работе представлены базы a и b. Увеличение антенной базы повышает точность определения угла. Однако при базе, большей чем $\lambda/2$, появляется неоднозначность фазовых измерений, следовательно, неоднозначность измерений разности фаз. Поэтому для обеспечения однозначности измерений разности фаз выбрана грубая база $b = \lambda / 2$. Для повышения точности оценивания параметров радиосигналов выбрана точная база $a > \lambda / 2$. Примем $a = 3\lambda$.

Разность фаз в соответствии с (7) без учета случайной составляющей $\Delta\psi = (2\pi / \lambda)\delta$.

При $|\delta| \leq \lambda / 2$ в элементе грубой базы ($b = \lambda / 2$) разность фаз измеряется однозначно, как показано на рисунке 4. В элементе точной базы $a = 3\lambda$, $|\delta| \leq 3\lambda$, возникает неоднозначность измерения разности фаз, как показано на рисунке 5. При этом можно рассчитать δ^* [2] как $\delta^* = \delta + k\lambda$, где целое число $k \leq a / \lambda$. Поэтому при $a = 3\lambda \Rightarrow k \in \{0,1,2,3\}$.

Полная разность фаз на неоднозначной базе составляет

$$\Delta\psi^* = \Delta\psi \pm 2\pi k \qquad (9)$$

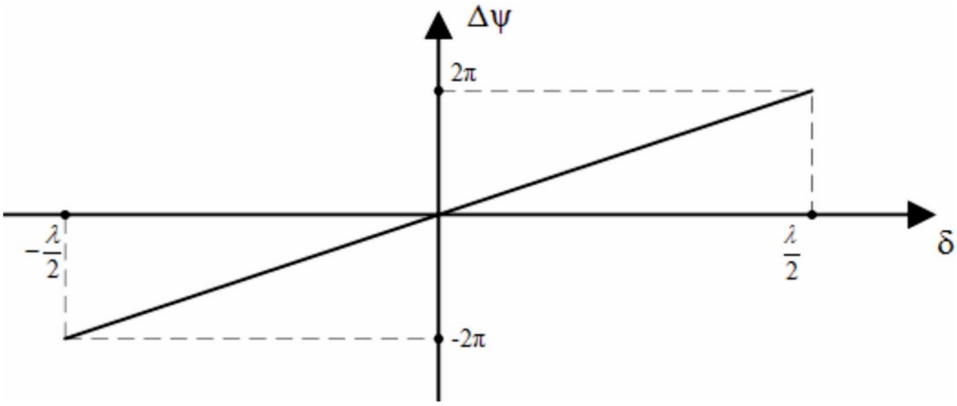

Рисунок 4 − Однозначное измерение фазы в элементе грубой базы
Figure 4 – Unambiguous phase measurement in coarse base element

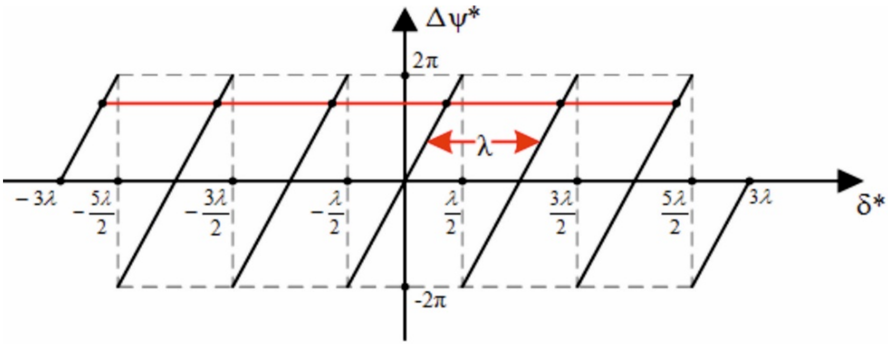

Рисунок 5 − Развертывание фазы в элементе точной базы
Figure 5 – Deploying phase in precise base element

Из (7) и (9) можно определить оценку координаты x в элементе точной базы:

$$x_1^* = \Delta\psi_1^* R / ka\,, \; k = 2\pi / \lambda\,.$$

Оценка x в элементе грубой базы $x_2 = -\Delta\psi_3 R / kb$.

Из рисунка 5 видно, что $\Delta\psi^*$ и соответственно x_1^* принимают несколько значений. При выборе оценки x_1^* для координаты *x* учитывается минимальность отклонения $\left|x_1^* - x_2\right|$.

Аналогично: $y_1^* = \Delta\psi_2^* R / ka$, $y_2 = -\Delta\psi_4 R / kb$ и $\left|y_1^* - y_2\right|$ – минимальное.

Измерение частоты и фазы во временной области

В работах [3, 4] рассматривались алгоритмы оценивания частоты и фазы во временной области с помощью модифицированного фильтра Калмана. В развитие [3, 4] предлагается следующий подход. Для оценивания частоты во временной области выделим действительную часть $s_q(t_i) = real\{\dot{s}_q(t_i)\}$ сигнала в *q*-х каналах ($q = \overline{0,Q}$), подчиненную модели

$$s_q(t_i) = \begin{cases} p_q(t_i), & t_i < t_0, \\ x_q(t_i) + p_q(t_i), & t_i \in [t_0, t_1], \end{cases}$$

где $x_q(t_i)$ − гармонический сигнал, зашумленный $p_q(t_i)$ с дисперсией σ_p^2; t_0 − момент времени, начиная с которого амплитуды сигналов $s_q(t_i)$ превышают порог обнаружения полезного сигнала во всех $Q + 1$ каналах, и на промежутке $[t_0, t_1]$ переотраженный сигнал еще не пришел. Начиная с момента t_0 обработка сигналов $s_q(t_i)$ ведется следующим образом.

1. В каждом *q*-м канале последовательность $\{s_q(t_i)\}$ сглаживается с помощью трехступенчатого экспоненциального фильтра, рассчитанного на параболическую модель $x_q(t_i)$ в пределах малой эффективной памяти фильтра. Результатом является сглаженная последовательность $\{\hat{x}_q(t_i)\}$.

2. Фиксируются моменты времени перехода сглаженного гармонического сигнала через ноль в каждом *q*-м канале и формируется последовательность оценок полупериодов $\tau_1, \tau_2, ..., \tau_N$ на $[t_0, t_1]$, которые усредняются к моменту t_1 и дают оценку $\hat{\tau}_q$ и соответственно частоту $\hat{\omega}_q = \pi / \tau_q$ ($q = \overline{0,Q}$). С учетом возможных ошибок оценок частоты в каналах окончательная оценка частоты выбирается как медиана $\hat{\omega} = med(\hat{\omega}_0, \hat{\omega}_1, ..., \hat{\omega}_4)$.

3. На следующем этапе обработки $\{s_q(t_i)\}$, начиная с момента t_{k0}, $t_0 < t_{k0} < t_1$, вычисляются оценки $\hat{\psi}_q(t_i)$ фаз ψ_q в *q*-х каналах ($q = \overline{0,Q}$). Для этого используется фильтр Калмана, настроенный на модель сглаженного сигнала $x_q(t_i)$ в каждом *q*-м канале вида

$$x_q(t_i) = a_q(t_i)\cos\hat{\omega}t_i + b_q(t_i)\sin\hat{\omega}t_i + w_q(t_i),$$

где $w_q(t_i)$ − ошибка фильтрации, дисперсия которой содержится в ковариационной матрице $\mathbf{R}_i$, и вектор состояния $\mathbf{X}_i = (a_q(t_i), b_q(t_i))^T$, подчиненный уравнению

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{A}\mathbf{X}_k, \quad \mathbf{A} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

При этом модель измерений принимает вид

$$x_q(t_k) = \mathbf{H}_k\mathbf{X}_k + p(t_k), \quad \mathbf{H}_k = (\cos\hat{\omega}t_k \;\; \sin\hat{\omega}t_k).$$

Фильтр Калмана последовательно находит оценки $\hat{\mathbf{X}}_k = (\hat{a}_q(t_k), \hat{b}_q(t_k))^T$ вектора $\mathbf{X}_k$ к моменту времени t_1:

$$\begin{gathered} \mathbf{R}_{k,k+1} = \mathbf{A}\mathbf{R}_k\mathbf{A}^T, \quad \hat{\mathbf{X}}_{k,k+1} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{X}}_k, \\ \mathbf{K}_{k+1} = \mathbf{R}_{k,k+1}\mathbf{H}^T(\mathbf{H}\mathbf{R}_{k,k+1}\mathbf{H}^T + \sigma_p^2)^{-1}, \end{gathered} \tag{10}$$

$$\hat{\mathbf{X}}_{k+1} = \hat{\mathbf{X}}_{k,k+1} + \mathbf{K}_{k+1}(s(t_k) - \mathbf{H}\hat{\mathbf{X}}_{k,k+1}),$$
$$\mathbf{R}_{k+1} = \mathbf{R}_{k,k+1} - \mathbf{K}_{k+1}\mathbf{H}\mathbf{R}_{k,k+1},$$

где $k = k_0, k_0+1, k_0+2,..., n_0$, $n_0 < n$; $\mathbf{R}_k$ − ковариационная матрица ошибок оценивания, начальное значение которой $\mathbf{R}_0$ примем равным единичной матрице; $\mathbf{R}_{k,k+1}$ − экстраполированная ковариационная матрица ошибок оценивания с момента t_k на t_{k+1}; $\hat{\mathbf{X}}_{k,k+1}$ − экстраполированный вектор состояния; $\mathbf{K}_{k+1}$ − коэффициент усиления калмановского фильтра. Начальный вектор оценок $\hat{\mathbf{X}}_0$ примем нулевым.

4. На основании $\hat{a}_q(t_{n0})$ и $\hat{b}_q(t_{n0})$ вычисляются оценки фаз по формуле

$$\hat{\psi}_q = \hat{\psi}_q(t_{n0}) = arctg(\hat{a}_q(t_{n0}) / \hat{b}_q(t_{n0})),\ q = \overline{0,Q},$$

или с учетом π в зависимости от знаков $\hat{a}_q(t_{n0})$ и $\hat{b}_q(t_{n0})$.

5. Дальнейшая обработка фаз $\hat{\psi}_q$, $q = \overline{0,Q}$, осуществляется в соответствии с алгоритмом оценивания координат, изложенным ранее.

Результаты моделирования

Моделировалось движение объекта в пространстве со скоростью 10 − 15 м/с по линейному закону в сторону приемника. Объект наблюдался в элементе разрешения дальности *R* в пределах ширины круговой ДНА ±30° (на уровне 0,5 мощности). Сигнал моделировался в соответствии с (5) в сантиметровом диапазоне длин волн, на промежуточной частоте $f_п = 10^3$, с шагом дискретизации $\Delta t = t_{i+1} - t_i = 1/(8 f_п)$, для параметров АР $a = 3\lambda$, $b = 0{,}5\lambda$.

В таблице 1 показаны оценки среднего значения *M*[*d*], среднеквадратического отклонения (СКО) $\sigma[d]$ случайной ведичины *d*, имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным положениями объекта и распределенной по закону Максвелла, и оценки вероятности обнаружения объекта *D*. Объект считался обнаруженным, если величина *d* не поревышала 3 м. Количество повторений опыта на множестве 5000 реализаций случайного шума $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$ при отношении сигнал-шум 30 дБ, мультипликативго шума с СКО $\sigma_\gamma = 10^{-3}$ и выбранного по равномерному закону скорости объекта на [10 − 15] м/с.

Шум измерения фазы в каждом канале $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$, где СКО $\sigma_\varepsilon = 1/\sqrt{10^3}$ рассчитывался в соответствии с [5] как $\sigma_\varepsilon = k/\sqrt{q}$, *k* – коэффициент, который при оптимальной обработке сигнала равен 1; $q = P_c / P_ш = E / N_0$ – отношение мощностей сигнала и шума на входе измерителя, что при $q = 30$ *дБ*: $q = 10\log\frac{P_c}{P_ш} = 10\log\frac{E}{N_0}$ *дБ* дает $\frac{E}{N_0} = 10^3$.

В таблице 1 показаны зависимости *M*[*d*], $\sigma[d]$ и *D* от величины точной базы *a* (мм) между элементами АР, полученные для двух условий моделирования: без поправки и с поправкой на сферичность фронта волны. Указаны абсолютные значения выигрыша по показателю *M*[*d*] при учете сферичности, а также в процентном отношении. На рисунке 6 сравнительно показаны графики зависимостей *M*[*d*] от величины *a*.

Таблица 1 − Учет поправки на сферичность в зависимости от величины базы *a*
Table 1 – Consideration of sphericity correction depending on base magnitude

Расстояние между элементами АР, мм	Без поправки			С поправкой			Значение выигрыша, м	Процент выигрыша
a	*M*[*d*]	σ[*d*]	*D*	*M*[*d*]	σ[*d*]	*D*		
30	0,344	0,201	0,907	0,337	0,199	0,907	0,007	1,9
60	0,329	0,187	0,897	0,303	0,178	0,897	0,026	7,9
90	0,326	0,181	0,906	0,282	0,166	0,907	0,044	13,5
120	0,321	0,178	0,904	0,259	0,157	0,904	0,062	19,4
150	0,316	0,175	0,900	0,238	0,148	0,900	0,078	24,8
180	0,310	0,172	0,904	0,215	0,141	0,904	0,095	30,8

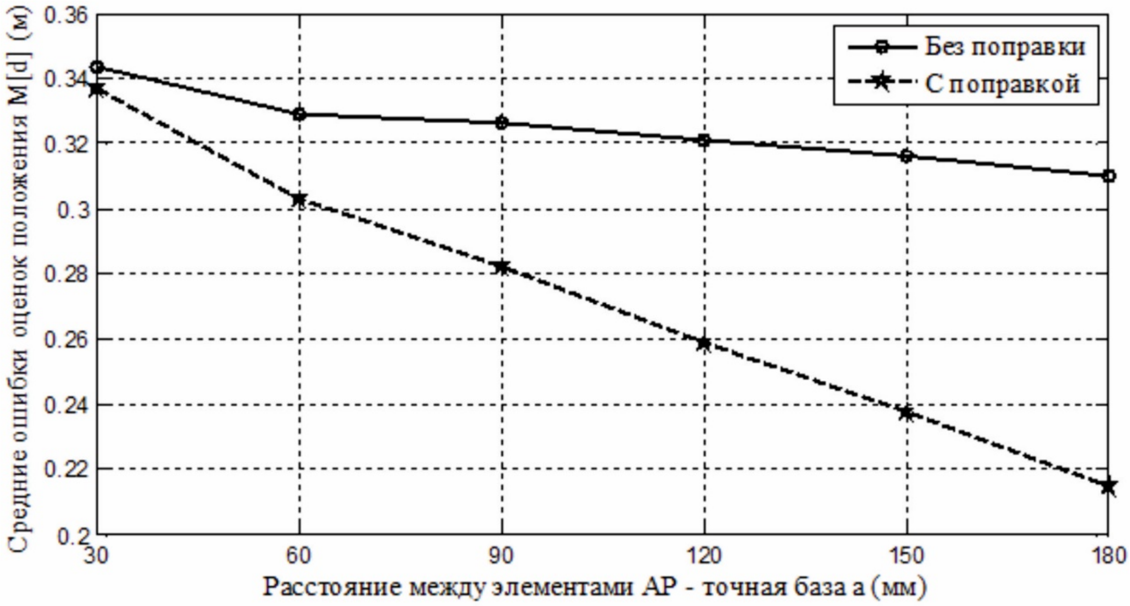

Рисунок 6 − Зависимости *M*[*d*] от величины точной базы *a*
Figure 6 – Dependencies of *M* [*d*] on value of exact base *a*

В таблице 2 и на рисунке 7 показаны оценки в зависимости от дальности до объекта.

Таблица 2 − Учет поправки на сферичность в зависимости от дальности
Table 2 – Accounting of correction for sphericity depending on range

Дальность до объекта, м	Без поправки			С поправкой			Значение выигрыш, м	Процент выигрыша
R	*M*[*d*]	σ[*d*]	*D*	*M*[*d*]	σ[*d*]	*D*		
100	0,326	0,181	0,906	0,282	0,166	0,906	0,044	13,5
200	0,336	0,192	0,908	0,294	0,177	0,908	0,042	12,3
300	0,359	0,212	0,907	0,323	0,199	0,909	0,036	10,2
400	0,373	0,234	0,917	0,346	0,222	0.922	0,027	7,4
500	0,405	0,247	0,905	0,386	0,236	0,914	0,019	4,8
600	0,413	0,269	0,893	0,401	0,259	0,900	0,012	2,9

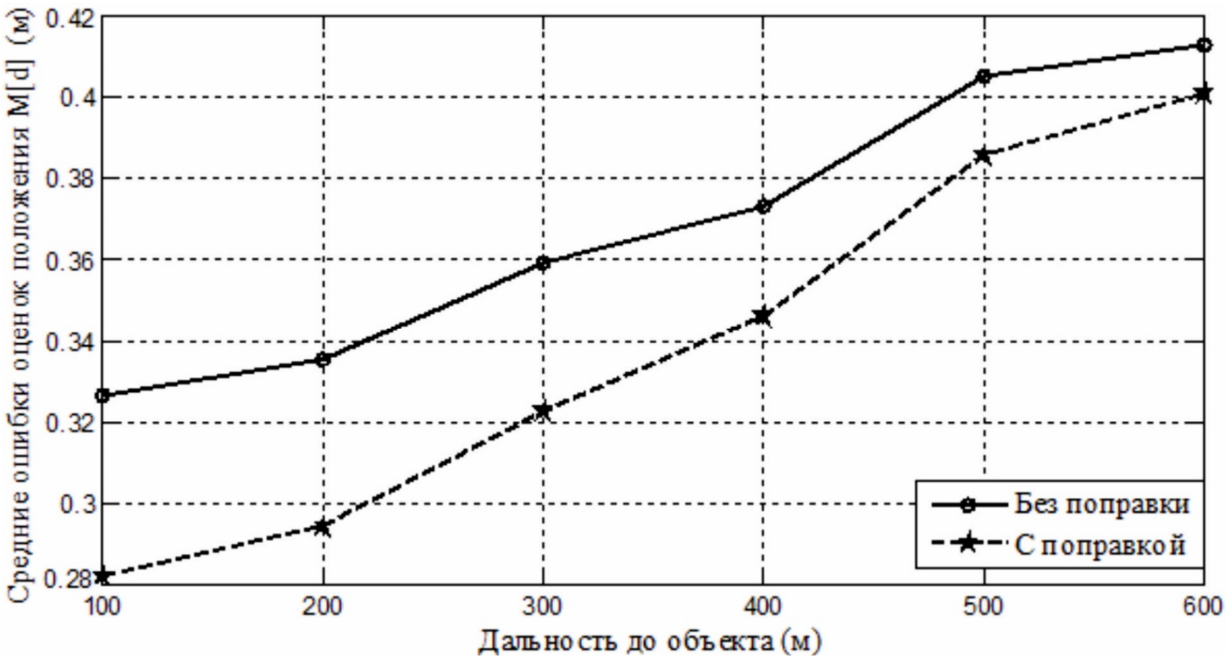

Рисунок 7− Зависимости *M*[*d*] от дальности до объекта
Figure 7 – Dependencies of M [d] from range to object

В таблице 3 даны показатели, полученные при обработке во временной и спектральной областях в зависимости от значения точной базы.

Таблица 3 − Обработка во временной и спектральной областях
Table 3 – Temporal and spectral processing

Расстояние между элементами АР (мм)	**Во временной области**			**В спектральной области**		
a	*M*[*d*]	σ[*d*]	*D*	*M*[*d*]	σ[*d*]	*D*
30	0,380	0,236	0,908	0,337	0,199	0,907
60	0,343	0,203	0,926	0,303	0,178	0,897
90	0,318	0,185	0,929	0,282	0,166	0,907
120	0,290	0,169	0,942	0,259	0,157	0,904
150	0,267	0,158	0,949	0,238	0,148	0,900
180	0,240	0,153	0,949	0,215	0,141	0,904
Среднее время обработки, с	0,024			0,051		

Заключение

На математических моделях проведено исследование возможности повышения эффективности радиосистемы наблюдения за маловысотными и малоразмерными движущимися объектами, которое позволяет сформулировать следующие положения.

1. Учет сферичности фронта волны в алгоритме обработки данных, основанном на фазовом методе, дает возможность понизить среднюю ошибку оценки пространственного положения объекта на 10 – 15 % при дальностях до объекта от 200 до 100 м. Дополнительно увеличение размера точной базы антенной системы в 6 раз позволяет уменьшить среднюю ошибку на 20 – 30 % при тех же дальностях в условиях моделирования. Однако в абсолютных значениях за счет учета сферичности волны ошибка уменьшается на доли метра, что для обнаружения объекта не играет существенной роли (за исключением научного интереса).

2. Сравнительный анализ алгоритмов обнаружения и оценивания координат, основанных на измерении доплеровского сдвига частоты и разности фаз в частотной и временной областях, показывает близкие результаты по точности оценок с небольшим преимуществом по вероятности 0,95 обнаружения объекта алгоритма, работающего во временной области. При этом время обработки данных во временной области меньше в 2 раза, чем в частотной обла-

сти. Это позволяет быстрее и с большей вероятностью обнаруживать движущиеся маловысотные объекты, разрешенные по дальности. При наличии двух и более объектов в одном элементе дальности и разрешении по доплеровской частоте преимущество будет иметь алгоритм с обработкой данных в частотной области.

3. Высокая точность полученных оценок объясняется идеализированными условиями моделирования, в которых важно было сопоставить альтернативные подходы к оцениванию координат такие, как принятие моделей плоской или сферической волны, обработка сигналов в спектральной или временной областях. Перспектива исследований направлена на сравнительный анализ рассмотренных алгоритмов обработки сигналов в условиях моделирования, более близких к реальным, например, наличия активных помех, малого отношения сигнал-шум, пропусков полезного сигнала, наличия нескольких объектов и приемников.

Библиографический список

1. Математические методы пространственно-временной обработки сигналов в радио- и оптико-электронных системах: монография / **В. К. Клочко**. Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet), 2020. 164 с.

2. **Губаренко М. А.** Устранение неоднозначности фазовых измерений // https://scienceproblems.ru/ustranenie-neodnoznachnosti-fazovyh-izmerenij.html

3. **Кузнецов В. П., Чураков Е. П.** Система фильтров Калмана для оценки параметров отраженного сигнала // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 51. С. 9-14.

4. **Клочко В. К., Кузнецов В. П., Левитин А. В.** и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3-10.

5. **Бакулев П. А.** Радиолокационные системы: учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2007.

UDC 621.371

ESTIMATION OF RADIO SIGNAL PARAMETERS FROM MOBILE LOW-ALTITUDE OBJECTS

V. K. Klochko, Dr. Sc. (Tech.), full professor, department of automation and information technologies in control, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0003-2550-999X, e-mail: klochkovk@mail.ru
V. P. Kuznetsov, Ph.D. (Tech.), associate Professor, department of automation and information technologies in control, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0000-0000-000X, e-mail: kuznetsovaitu@yandex.ru
Vu Ba Hung, graduate student, Department of radio engineering devices, RSREU, Ryazan, Russia;
orcid.org/0000-0000-0000-000X, e-mail: ronando2441996@gmail.com

The problem of estimating quasi-continuous radio signal parameters from low-altitude and low-size moving objects is considered. Methods and conditions for improving the accuracy of spatial coordinate estimates of objects are investigated. ***The aim of the work*** *is to increase the efficiency of radio systems for observing low-altitude and low-size moving objects. The study is carried out by mathematical and computer modeling of radio signal models and estimating their parameters. It has been shown that the accuracy of estimates can be improved by taking into account the sphericity of wave front. Comparative evaluation of radio system operation efficiency in signal processing in frequency and time areas is given. The simulation results are given. The applied focus of the work is the algorithmic support of radio systems for protecting small territories from low-altitude moving objects.*

Key words: *radio signals, parameter estimates, mobile low-altitude objects, mathematical and computer modeling.*

DOI: 10.21667/1995-4565-2022-80-12-23

References

1. *Matematicheskie metody prostranstvenno-vremennoj obrabotki signalov v radio- i optiko-elektronnyh sistemah: monografiya* / **V. K. Klochko**. Ryazan': IP Konyahin A. V. (Book Jet), 2020. 164 p. (in Russian)

2. **Gubarenko M. A.** Ustranenie neodnoznachnosti fazovyh izmerenij. https://scienceproblems.ru/ustranenie-neodnoznachnosti-fazovyh-izmerenij.html (in Russian).

3. **Bakulev P. A.** *Radiolokacionnye sistemy: uchebnik dlya vuzov.* Moscow: Radiotekhnika, 2007. 376 p. (in Russian).

4. **Kuznecov V. P., CHurakov E. P.** Sistema fil'trov Kalmana dlya ocenki parametrov otrazhennogo signala. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta*. 2015, no. 51, pp. 9-14. (in Russian).

5. **Klochko V. K., Kuznecov V. P., Levitin A. V. i dr.** Algoritmy opredeleniya koordi-nat dvizhushchihsya celej na baze mnogokanal'noj doplerovskoj RLS. *Vestnik Ryazanskogo gosudarstvennogo radiotekhnicheskogo universiteta.* 2015, no. 53, pp. 3-10. (in Russian).