

К 75-ЛЕТИЮ МИРЭА –
РОССИЙСКОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

УДК 621.396.969.181.234

**ОЦЕНИВАНИЕ КООРДИНАТ В ТРЕХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМЕ
С УЧЕТОМ ВЫРАВНИВАНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ
МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА ПО ТРАЕКТОРИИ ЕГО ПЕРЕМЕЩЕНИЯ**

© 2022 г. А. Ф. Котов^а, Е. А. Чистяков^а, *

^а МИРЭА – Российский технологический университет,
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454 Российская Федерация

*E-mail: egorka199861@gmail.com

Поступила в редакцию 02.02.2022 г.

После доработки 27.03.2022 г.

Принята к публикации 28.03.2022 г.

Рассмотрен вопрос об оптимизации процедуры оценивания местоположения малоразмерного малоподвижного объекта наблюдения (например, квадрокоптера) при его перемещении относительно расположения охранной трехпозиционной радиолокационной системы, что позволяет повысить точность оценивания его координат при изменении расстояния между ним и радиолокационной системой.

DOI: 10.31857/S0033849422110067

ВВЕДЕНИЕ

В [1] представлены алгоритмы оценивания вектора состояния малоразмерного объекта наблюдения в охранных однопозиционных и многопозиционных радиолокационных системах (РЛС). При этом по мере изменения расстояния между объектом наблюдения и РЛС погрешность измерения координат объекта наблюдения меняется, увеличиваясь с ростом дальности до объекта. В данной работе предложена модернизация разработанных в [1] алгоритмов, что позволило уменьшить изменение погрешности измерения координат малоразмерных объектов наблюдения по мере их перемещения относительно РЛС.

В работе рассмотрен пример подобной модернизации алгоритмов, используемых для наблюдения за малоразмерным объектом в трехпозиционной РЛС, однако предлагаемый подход может быть использован и при применении других типов трехкоординатных РЛС.

При модернизации алгоритмов авторы исходили из условий, аналогичных условиям, принятым в [1], т.е. в качестве объектов наблюдения рассмотрены квадрокоптеры – беспилотные летающие аппараты, обладающие повышенной маневренностью и малыми размерами, в качестве РЛС – охранная радиосистема, действующая на малой дальности и использующая большое количество импульсов на фиксированном интервале наблюдения. В качестве алгоритмов оценивания рассмотрены алгоритмы: α – β – γ , алгоритм Кал-

мана и модифицированный нелинейный алгоритм [1] (далее – нелинейная фильтрация). Математическая модель беспилотного объекта наблюдения, основные параметры моделирования и критерии качества оценивания аналогичны принятым в [1].

1. СТРУКТУРНОЕ ПОСТРОЕНИЕ ТРЕХПОЗИЦИОННОЙ ДАЛЬНОМЕРНОЙ РАДИОСИСТЕМЫ

Пусть имеется охранный объект и требуется обеспечить его радиолокационную охрану. Одним из вариантов территориального построения РЛС может быть структура, показанная на рис. 1. Позиции РЛС находятся в точках 1, 2, 3, соответствующих вершинам равностороннего треугольника, со стороной (базой), равной b (рис. 2), в центре которого расположен охраняемый объект, а пункт обработки информации (ПОИ) располагается посередине между первой и второй позицией. Точки 1 и 2 расположены на оси x симметрично относительно начала координат, точка 3 – на оси y на расстоянии a от начала координат ($a = b\sqrt{3}/2$). Угловое положение объекта наблюдения определяется азимутом α и углом места β . На позициях расположены идентичные однопозиционные дальномеры, измеряющие временные задержки распространения радиосигналов τ_1 , τ_2 , τ_3 от позиций до объекта наблюдения и обратно до позиций, а в ПОИ определяются координаты

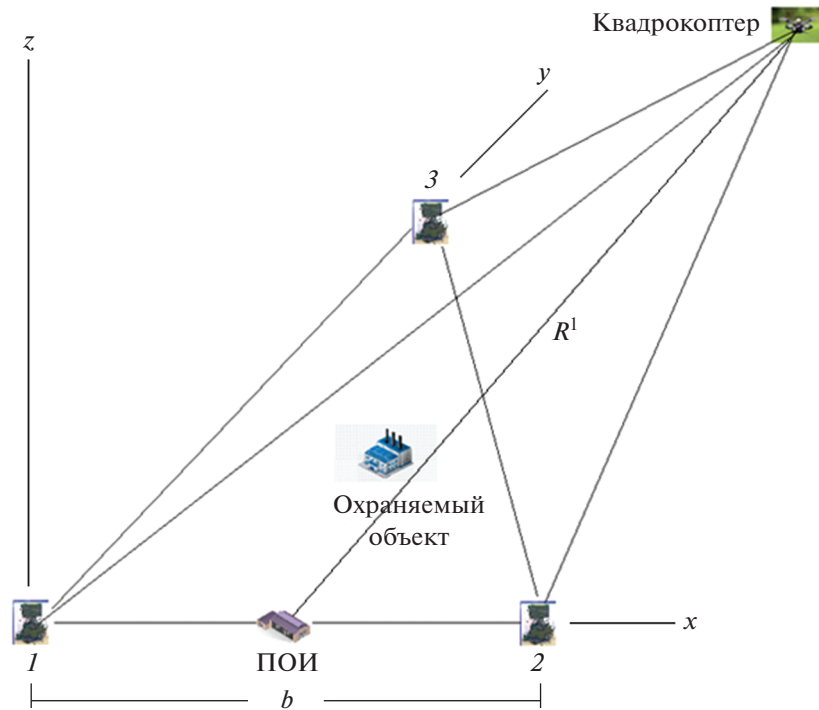


Рис. 1. Структура построения охранной трехпозиционной радиосистемы.

объекта наблюдения в прямоугольной декартовой системе координат [1]. Полагается, что отношение дальности к базе R^1/b порядка единицы, а привязка позиций обеспечена геодезическим способом, что позволяет считать погрешность привязки ничтожной.

2. АЛГОРИТМЫ ОЦЕНИВАНИЯ

2.1. Оценивание местоположения по одному импульсу

Рассмотрим алгоритмы оценивания, представленные в работе [1]. Были измерены времен-

ные задержки t_1, t_2, t_3 распространения сигналов от дальномеров до объекта наблюдения и обратно, связанные с расстояниями от дальномеров до объекта наблюдения R_1, R_2, R_3 соотношением

$$t_i = 2R_i/c, \tag{1}$$

где i – номер дальномеров, t_i – временная задержка распространения сигнала от i -го дальномеров до объекта наблюдения и обратно, R_i – расстояние от объекта наблюдения до i -го дальномеров, c – скорость распространения радиоволн. Уравнение состояния объекта наблюдения, характеризующее его перемещение, имеет вид

$$\hat{\Lambda}_{\text{од.имп.}}^{(v)} = \bar{\Lambda}^{(v)} + \Sigma \bar{N}_{\Sigma}^{(v)}, \tag{2}$$

где $\hat{\Lambda}_{\text{од.имп.}}^{(v)}$ – оценка вектора состояния, полученная с помощью оценивания координат по одному импульсу; $\bar{\Lambda}^{(v)}$ – истинный вектор состояния; Σ – диагональная матрица, состоящая из среднего квадратического отклонения (СКО) измерений параметров λ в случае независимых измерений (в случае зависимых измерений данная матрица не является диагональной); $\bar{N}_{\Sigma}^{(v)}$ – гауссовский случайный вектор с нулевым математическим ожиданием

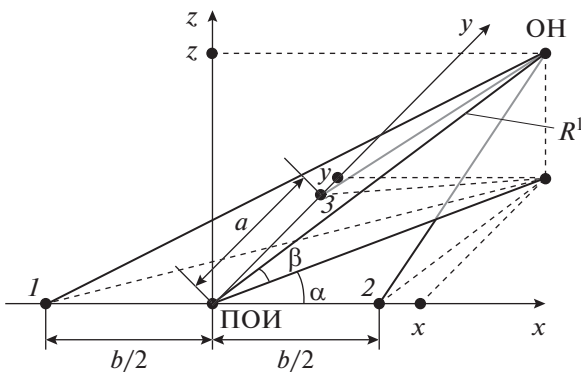


Рис. 2. Геометрическое построение трехпозиционной дальномерной РЛС.

$$M \{ \bar{N}_{\Sigma}^{(v)} \} = 0,$$

и дисперсией

$$M \{ \bar{N}_{\Sigma}^{(v)2} \} = \mathbf{I},$$

где \mathbf{I} – единичная матрица.

Уравнение наблюдения для дальномера определяется формулой

$$y_i(t) = u_{ci}(t) + u_{шi}(t), \quad (3)$$

где $y_i(t)$ – смесь эхо-сигнала и шума на входе i -го дальномера,

$$u_{ci}(t) = \theta A_i U_{mi}(t - t_i) \times \cos[2\pi(f_{oi} + F_{di})(t - t_i) + \psi(t - t_i) - \phi]$$

– импульсный эхо-сигнал i -го дальномера, $\theta = 0$ или 1 , A_i – случайная величина, распределенная по закону Релея, $U_{mi}(t - t_i)$ – амплитуда сигнала, f_{oi} – несущая частота, F_{di} – доплеровский сдвиг несущей частоты сигнала, $\psi(t - t_i)$ – функция угловой модуляции, t_i – время запаздывания отраженного от объекта наблюдения сигнала относительно зондирующего сигнала), $u_{шi}(t)$ – внутренний гауссовский шум приемника i -го дальномера.

Если считать, что дальномеры идентичны и что значения угла α (см. рис. 2) лежат в пределах $15^\circ - 70^\circ$ и $-15^\circ - 70^\circ$, то можно получить погрешность определения местоположения объекта наблюдения σ_λ (с учетом систематической составляющей, обусловленной особенностями геометрического построения РЛС и расположением объекта наблюдения относительно ее позиций) не более $\sqrt{3}\sigma_q$ [2], т.е.

$$\sigma_\lambda = \sqrt{3}\sigma_q, \quad (4)$$

$$\sigma_q = \sqrt{\sigma_{ш}^2 + \sigma_\phi^2 + \sigma_{распр}^2}, \quad (5)$$

где $\sigma_{ш}$ – СКО погрешности, обусловленной влиянием внутренних шумов измерителя (в рассматриваемом случае $\sigma_{ш} = \sigma_{Rпот}$); $\sigma_{Rпот}$ – потенциальная погрешность измерения величины R ; σ_ϕ – СКО погрешности, вносимой влиянием флуктуаций, вызванных изменением амплитуды и фазы отраженной волны за счет перемещения элементарных отражателей объекта наблюдения относительно центра масс; $\sigma_{распр}$ – СКО, характеризующее погрешность, обусловленную неидеальным распространением сигнала. Предполагается, что применительно к охраняемым системам основной вклад в выражение (5) вносит $\sigma_{ш}$, так как объекты наблюдения имеют малые размеры и, следовательно, влияние движения элементарных отражателей объекта наблюдения относительно центра незначительно; расстояние от дальномера до объекта наблюдения не велико и, следовательно,

ошибки, вызванные распространением сигнала, так же малы. Поэтому можно записать

$$\sigma_q = \sigma_{ш} = \sigma_{Rпот}, \quad (6)$$

где согласно [2]

$$\sigma_{Rпот} = c/2\Delta f_{э.с} \sqrt{2E/N_0}. \quad (7)$$

Здесь $2\Delta f_{э.с}$ – эквивалентная ширина спектра сигнала, $2E/N_0$ – энергетическое отношение сигнал/шум. При отношении дальности к базе более единицы погрешность σ_λ растет примерно пропорционально R^1/b [2].

Предположим, что $b = 300$ м, $\Delta f_{э.с} = 10^9$ Гц и $2E/N_0 = 10$, тогда погрешность $\sigma_{Rпот} = 0.047$ м, а погрешность для случаев $R^1/b = 1$ и $R^1/b > 1$ равна соответственно

$$\sigma_\lambda = \sqrt{3}\sigma_{Rпот} = 0.081 \text{ м}, \quad (8)$$

$$\sigma_\lambda = (R^1/b)\sqrt{3}\sigma_{Rпот} = 0.081R^1/b. \quad (9)$$

2.2. Фильтрация α - β - γ

Одним из алгоритмов фильтрации α - β - γ является алгоритм [1], представленный формулами

$$\hat{q}_{\alpha-\beta-\gamma}^{(v)} = \hat{q}_{э.\alpha-\beta-\gamma}^{(v)} + \alpha(\hat{q}_{од.имп.}^{(v)} - \hat{q}_{э.\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}), \quad (10)$$

$$\hat{V}_{q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)} = \hat{V}_{э.q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)} + \frac{\beta}{T}(\hat{q}_{од.имп.}^{(v)} - \hat{q}_{э.\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}), \quad (11)$$

$$\hat{a}_{q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)} = \hat{a}_{э.q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)} + \frac{\gamma}{2T}(\hat{q}_{од.имп.}^{(v)} - \hat{q}_{э.\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}). \quad (12)$$

Здесь $\hat{q}_{\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}$ – оценка параметра (в рассматриваемом случае временной задержки), полученное с использованием фильтрации на v -м шаге; $\hat{q}_{э.\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}$ – экстраполяционное значение параметра q на v -м шаге; α – коэффициент фильтрации параметра q ; $\hat{q}_{од.имп.}^{(v)}$ – оценка параметра q по одиночному импульсу на v -м шаге; $\hat{V}_{q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}$ – оценка скорости изменения параметра q на v -м шаге; $\hat{V}_{э.q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}$ – оценка экстраполяционного значения скорости изменения параметра q на v -м шаге; β – коэффициент фильтрации скорости изменения параметра q ; T – период следования импульсов или размер шага; $\hat{a}_{q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}$ – ускорение изменения параметра q на v -м шаге; $\hat{a}_{э.q\alpha-\beta-\gamma}^{(v)}$ – оценка экстраполяционного значения ускорения изменения параметра q на v -м шаге; γ – коэффициент фильтрации ускорения изменения параметра q (в данной работе $\gamma = 0$). Погрешность определения местоположения объекта наблюдения может быть вычислена по формуле (4) в виде $\sigma_\lambda = \sqrt{3}\sigma_q$.

2.3. Фильтрация Калмана

Рассмотрим алгоритм Калмана [1], представленный следующими соотношениями:

$$\hat{\Lambda}_K^{(v)} = \hat{\Lambda}_{\lambda,K}^{(v)} + \mathbf{K}_K^{(v)} \left[\hat{\Lambda}_{\text{од.имп.}}^{(v)} - \hat{\Lambda}_{\lambda,K}^{(v)} \right], \quad (13)$$

$$\mathbf{K}_K^{(v)} = \mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v)} \left[\mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v)} + \mathbf{W}_{\lambda,q} \Big|_{\bar{Q}=\bar{Q}_{\lambda,K}} \mathbf{K}_q \mathbf{W}_{\lambda,q}^T \Big|_{\bar{Q}=\bar{Q}_{\lambda,K}} \right]^{-1}, \quad (14)$$

где $\hat{\Lambda}_K^{(v)}$ – оценка вектора состояния, полученная с помощью фильтрации Калмана на v -м шаге; $\hat{\Lambda}_{\lambda,K}^{(v)}$ – оценка экстраполяционного значения вектора состояния на v -м шаге; $\mathbf{K}_K^{(v)}$ – матрица коэффициентов фильтрации Калмана на v -м шаге; $\hat{\Lambda}_{\text{од.имп.}}^{(v)}$ – оценка вектора состояния, полученная с помощью оценивания по одному импульсу на v -м шаге; $\mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v)}$ – экстраполяционная ковариационная матрица; $\mathbf{W}_{\lambda,q}$ – матрица частных производных компонентов вектора состояния по компонентам вектора первичных параметров; $\bar{Q}_{\lambda,K}$ – вектор экстраполяционных значений первичных параметров (пеленгов, временных задержек, доплеровских частот). \wedge^T – знак транспонирования.

В конце каждой итерации происходит вычисление ковариационной матрицы для данного алгоритма Калмана:

$$\mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v)} = \left[\mathbf{I} - \mathbf{K}_K^{(v)} \right] \mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v)}. \quad (15)$$

Экстраполяционные значения могут быть вычислены по следующим формулам:

$$\hat{\Lambda}_{\lambda,K}^{(v)} = \Phi \hat{\Lambda}_K^{(v-1)}, \quad (16)$$

$$\mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v)} = \Phi \mathbf{K}_{\lambda,K}^{(v-1)} \Phi^T + \mathbf{B} \mathbf{B}^T. \quad (17)$$

Здесь Φ – матрица перехода, \mathbf{B} – матрица диффузии.

2.4. Алгоритм нелинейной фильтрации

Уравнения фильтрации согласно [3] имеют вид

$$\begin{cases} \hat{\Lambda}_{ps}^{(v)} = \Lambda_{\lambda}^{(v)} + \mathbf{K}_{ps}^{(v)} \bar{G}_{\lambda}^{(v)}, \\ \mathbf{K}_{ps}^{(v)} = \left[\left(\mathbf{K}_{\lambda}^{(v)} \right)^{-1} - \mathbf{H}_{\lambda}^{(v)} \right], \end{cases} \quad (18)$$

$$\bar{G}_{\lambda}^{(v)} = \mathbf{W}_{q,\lambda}^T \mathbf{K}_q^{-1} \left[\hat{Q}_{\text{мп}}^{(v)} - \bar{Q} \left(\Lambda_{\lambda}^{(v)} \right) \right]. \quad (19)$$

Здесь $\bar{G}_{\lambda}^{(v)}$ – вектор первых частных производных первичных параметров по компонентам вектора состояния объекта наблюдения на v -м интервале;

$\mathbf{K}_{ps}^{(v)}$ – апостериорная ковариационная матрица погрешностей оценивания на v -м интервале;

$\mathbf{K}_q^{-1} = (-\mathbf{H}_q)^{-1} (\mathbf{H}_q - \text{матрица Фишера, являющаяся обратной ковариационной матрицей для первичных параметров и матрицей вторых частных производных логарифма отношения функционала правдоподобия (ЛОФП) по первичным параметрам});$ $\hat{Q}_{\text{мп}}^{(v)}$ – вектор оценок максимального правдоподобия первичных параметров на v -м интервале; $\bar{Q} \left(\Lambda_{\lambda}^{(v)} \right)$ – вектор экстраполяционных оценок на v -м интервале;

$$\mathbf{K}_{ps}^{(v)} = \mathbf{K}_{ps}^{(v-1)} + \mathbf{B} \mathbf{B}^T, \quad (20)$$

где $\mathbf{K}_{ps}^{(v-1)}$ – апостериорная ковариационная матрица, определяемая на $(v-1)$ -м интервале, $\mathbf{H}_{\lambda}^{(v)}$ – матрица Фишера, элементами которой являются вторые производные ЛОФП по компонентам вектора состояния объекта наблюдения.

Элементы матрицы $\mathbf{H}_{\lambda}^{(v)}$ могут быть получены по следующим формулам [4]:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 F}{\partial \lambda_j \partial \lambda_k} &= \\ &= \sum_{j=1}^{m_q} \sum_{\mu=1}^{m_q} h_{j\mu}^{(v)} \left\{ \frac{\partial^2 q_j}{\partial \lambda_j \partial \lambda_k} \left[q_{\mu} \left(\bar{\Lambda}_{\lambda}^{(v)} - \hat{q}_{\mu}^{(v)} \right) \right] + \frac{\partial q_j}{\partial \lambda_j} \frac{\partial q_{\mu}}{\partial \lambda_k} \right\}, \end{aligned} \quad (21)$$

где F – логарифм отношения функционала правдоподобия, m_q – количество первичных параметров; q_j, q_{μ} – j -й и μ -й первичный параметр.

2.5. Критерий качества оценки и фильтрации

В качестве простейшего критерия качества может быть взята точечная погрешность по каждой координате в декартовом пространстве [3]:

$$\begin{cases} e_x^{(v)} = x^{(v)} - \hat{x}_{\Phi}^{(v)}, \\ e_y^{(v)} = y^{(v)} - \hat{y}_{\Phi}^{(v)}, \\ e_z^{(v)} = z^{(v)} - \hat{z}_{\Phi}^{(v)}, \end{cases} \quad (22)$$

где $x^{(v)}, y^{(v)}, z^{(v)}$ – истинные координаты объекта наблюдения; $\hat{x}_{\Phi}^{(v)}, \hat{y}_{\Phi}^{(v)}, \hat{z}_{\Phi}^{(v)}$ – оценки координат.

Для обобщенной оценки погрешности фильтрации по трем координатам можно рассмотреть расстояние между истинными значениями координат и значениями на выходе измерителя:

$$d^{(v)} = \sqrt{\left(x^{(v)} - \hat{x}_{\Phi}^{(v)} \right)^2 + \left(y^{(v)} - \hat{y}_{\Phi}^{(v)} \right)^2 + \left(z^{(v)} - \hat{z}_{\Phi}^{(v)} \right)^2}. \quad (23)$$

Ввиду того, что величина (23) является случайной, для численной оценки качества фильтрации может быть взято исправленное выборочное СКО

$$\sigma_d = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{v=1}^n (d^{(v)} - \bar{d})^2}, \quad (24)$$

где \bar{d} – выборочное среднее значение параметра d ; n – количество импульсов за время наблюдения.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ С МОДЕРНИЗАЦИЕЙ АЛГОРИТМОВ

Ниже проводится моделирование с модернизацией алгоритмов, рассмотренных в [1].

На рис. 3 представлена зависимость СКО погрешности (обусловленной внутренними шумами дальномеров) различных вариантов оценивания в зависимости от дальности R^1 – расстояния между ПОИ и ОН для устройства обработки информации охранной трехпозиционной дальномерной радиосистемы, полученная в [1]. Параметр R^1 менялся от 500 до 5000 м. Уменьшение СКО погрешности при использовании алгоритма Калмана и нелинейного алгоритма по сравнению с оцениванием по одиночному импульсу практически одно и то же: уменьшение СКО погрешности составляет в среднем в 7.6 раза. Это, безусловно, положительный результат, однако имеет место неравномерность погрешности при движении объекта, т.е. ее неодинаковость при изменении расстояния между объектом и РЛС. Эта неравномерность обусловлена уменьшением энергии зондирующего сигнала с увеличением дальности до объекта при неизменном значении спектральной плотности внутреннего шума приемников позиций.

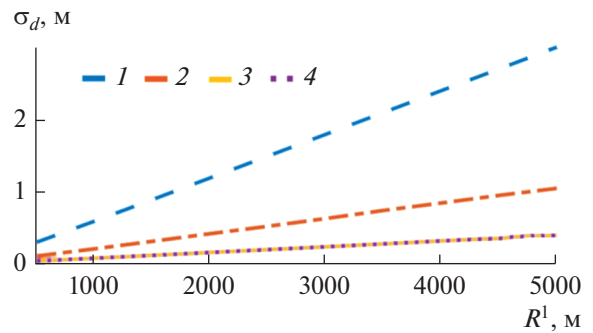


Рис. 3. Зависимость СКО флуктуационной составляющей погрешности оценивания от дальности R^1 для охранной трехпозиционной дальномерной радиосистемы при неизменных форме и энергии радиосигнала, полученная в [1]: 1 – оценивание по одиночному импульсу, 2 – α - β -фильтрация, 3 – фильтрация Калмана, 4 – нелинейная фильтрация.

Анализируя графики изменения СКО погрешности с использованием фильтрации Калмана и нелинейного фильтра в зависимости от дальности (см. рис. 3), видим, что при количестве реализаций и импульсов, равных 1000, погрешность при росте R^1 увеличивается примерно в 10 раз, что может оказаться неприемлемым для практики. Было проведено исследование влияния количества импульсов в сигнале на интервале наблюдения и количества реализаций, используемых в процессе обработки на погрешность оценивания местоположения объекта наблюдения. По результатам исследования была построена табл. 1, по данным которой был построен график на рис. 4.

Таблица 1. Зависимость СКО флуктуационной составляющей погрешности различных типов оценивания от количества импульсов в зондирующем сигнале при различном количестве реализаций

Количество импульсов	Фильтр Калмана		Нелинейный фильтр	
	Количество реализаций 10			
	$d_{\min}, R^1 = 0$	$d_{\max}, R^1 = 5 \text{ км}$	$d_{\min}, R^1 = 0$	$d_{\max}, R^1 = 5 \text{ км}$
10	0.723	1.54	0.719	1.57
100	0.582	1.004	0.581	1.008
1000	1.637	4.42	1.637	4.44
10000	0.518	1.94	0.518	1.92
	Количество реализаций 1000			
10	0.174	1.703	0.177	1.706
100	0.091	0.99	0.107	1.00
1000	0.041	0.445	0.042	0.445
10000	0.0186	0.199	0.0186	0.199

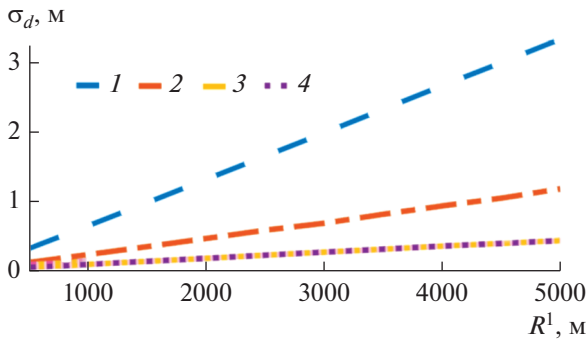


Рис. 4. Зависимость СКО флуктуационной составляющей погрешности оценивания от дальности R^1 для охранной трехпозиционной дальномерной радиосистемы при неизменных форме и энергии радиосигнала с учетом проведенного авторами исследования: 1 – оценивание по одному импульсу, 2 – α - β -фильтрация, 3 – фильтрация Калмана, 4 – нелинейная фильтрация.

Был также построен график зависимости СКО погрешности от количества излучаемых импульсов в зондирующем сигнале (рис. 5). На основе представленных в табл. 1 данных, а также по результатам анализа построенного графика было выяснено, что для снижения СКО погрешности при изменении расстояния от цели до ПОИ необ-

ходимо изменять энергию и форму зондирующего сигнала.

Дальнейшие исследования показали, что такая задача может быть решена. Для этого следовало указанные выше алгоритмы модернизировать. Модернизация алгоритмов заключалась в следующем: все указанные выше соотношения, характеризующие алгоритмы, оставались прежними, менялись лишь формулы (1) и (2), которые приняли соответственно вид.

$$\sigma_{R_{\text{пот}}} = c/2\Delta f_{\text{э.с}}\sqrt{2kE/N_0}, \quad (25)$$

$$y(t) = F\{u_c(t)\} + u_{\text{ш}}(t), \quad (26)$$

где k – коэффициент, характеризующий изменение энергии сигнала по дистанции, учитывающее рост дальности, F – оператор, характеризующий изменение формы сигнала по дистанции, учитывающее рост дальности.

Итак, с использованием модернизированных алгоритмов и согласно полученной программе, результаты снижения СКО погрешности оценивания, обусловленной флуктуациями, представлены в табл. 2 и на рис. 6. Получить погрешность σ_λ с учетом систематической погрешности можно (считая, что дальномеры идентичны и что значения угла α (см. рис. 2) лежат в пределах 15° – 70° и -15° – 70°) с использованием формул $\sigma_\lambda = \sigma_d\sqrt{3}$

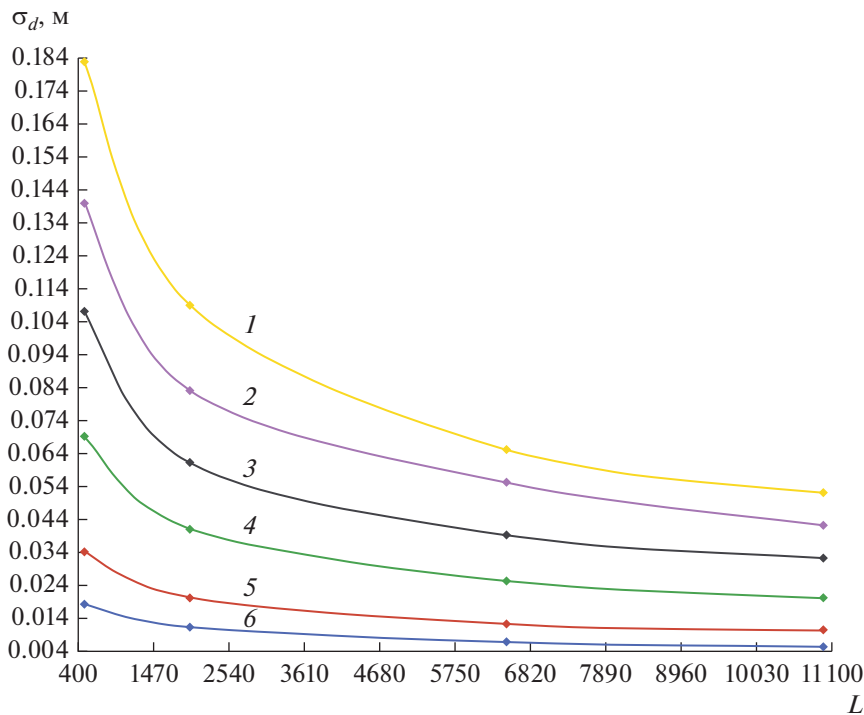


Рис. 5. Зависимость СКО флуктуационной составляющей погрешности оценивания от количества излучаемых импульсов при $R^1 = 1000$ (1), 900 (2), 800 (3), 700 (4), 600 (5) и 500 м (6).

Таблица 2. Зависимость СКО флуктуационной составляющей погрешности от расстояния и количества импульсов в зондирующем сигнале при использовании модернизированных алгоритмов

L	R^1 , м	σ_d , м
2000	500	0.0111
2900	600	0.0112
3800	700	0.0108
4700	800	0.1111
5600	900	0.0116
6500	1000	0.0118

для случая $R^1/b = 1$ и $\sigma_\lambda = (R^1/b)\sqrt{3}\sigma_d$ для случая $R^1/b > 1$. При этом полагаюсь, что объект наблюдения согласно принятой модели для вектора состояния объекта наблюдения в виде

$$\bar{\Lambda}^{(v)} = \Phi \bar{\Lambda}^{(v-1)} + B \bar{N}^{(v)}, \quad (27)$$

$\bar{\Lambda}^{(v)}$ – вектор состояния на v -интервале; $\bar{\Lambda}^{(v-1)}$ – вектор состояния на предыдущем шаге; $\bar{N}^{(v)}$ – гауссовский случайный вектор с нулевым математическим ожиданием $\bar{N}^{(v)} = 0$ и дисперсией $\bar{N}^{(v)} \bar{N}^{(u)} = \mathbf{I} \delta_{uv}$, δ_{uv} – символ Кронекера, отклоняется от РЛС по дальности на 500–1000 м. Как видно из табл. 2 и рис. 6, значение погрешности при изменении дальности R^1 от 500 до 1000 м практически не меняется, однако для обеспечения такого результата необходимо менять форму зондирующего сигнала, в частности, с ростом R^1 увеличивать количество зондирующих импульсов. При этом, естественно, следует менять энергию радиосигнала.

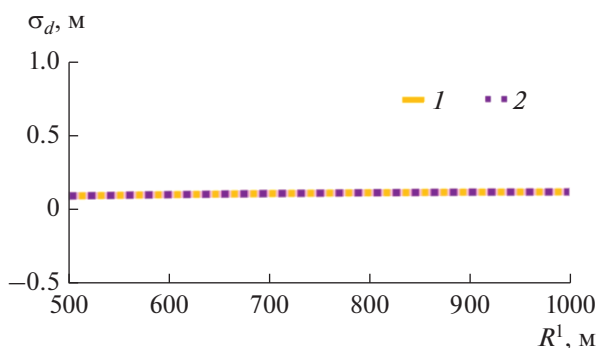


Рис. 6. Зависимость СКО флуктуационной составляющей погрешности оценивания от дальности R^1 для охранной трехпозиционной дальномерной радиосистемы при изменении формы и энергии радиосигнала: 1 – фильтрация Калмана, 2 – нелинейная фильтрация.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, полученные в работе [1] алгоритмы Калмана и нелинейной фильтрации доработаны и позволяют при принятых (указанных выше) условиях практически снизить флуктуационную составляющую погрешности σ_d (а при соответствующем выборе параметра k и оператора F и погрешность σ_λ) определения координат мало-размерного объекта наблюдения (например, квадрокоптера) при его медленном перемещении относительно охранной трехпозиционной дальномерной РЛС до значений, соответствующих минимальной дальности. При этом сохранены выигрыши в точности, полученные с применением алгоритмов фильтрации [1] по сравнению с оцениванием по одному импульсу, а также улучшены оценки координат объекта наблюдения с использованием модернизированных алгоритмов Калмана и нелинейной фильтрации при его удалении от РЛС. Например, при увеличении дальности до объекта в два раза может быть достигнуто уменьшение погрешности примерно в четыре раза по сравнению с погрешностью, получаемой при использовании не модернизированных алгоритмов [1]. Указанные дополнительные выигрыши в точности получены за счет программного и аппаратного усложнения радиоаппаратуры и обусловлены необходимостью изменять форму и энергию зондирующего сигнала.

При большем изменении дальности по сравнению с изменением, принятом при моделировании, и соответствующем изменении формы и энергии сигнала можно получить большее по сравнению с приведенным выше снижение погрешности, но при этом надо понимать, что трудности с практической реализацией алгоритмов будут возрастать, а также будет возрастать стоимость РЛС.

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Заикин Б.А.* Разработка и исследования перспективных алгоритмов оценивания параметров воздушного объекта в однопозиционной и многопозиционных радиолокационных системах. Дис. ... канд. техн. наук. М.: РТУ МИРЭА, 2019. 214 с.
2. *Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н.* Многопозиционные радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1986.
3. *Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория.* Справочник. 2-е изд. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007.
4. *Гребенников В.Б., Котов А.Ф.* // Радиотехника. 1987. № 6. С. 6.