УДК 621.319

# ФОРМИРОВАНИЕ ТРЁХМЕРНОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ В БОРТОВОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ*

**В. К. Клочко**

*Рязанский государственный радиотехнический университет,*
*390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1*
*E-mail: KlochkoVK@mail.ru*

Решается задача формирования трёхмерного изображения земной поверхности в бортовой доплеровской радиолокационной станции маловысотного полёта на основе многоканальной обработки и получения оценок пространственных координат элементов отражения. Представлены алгоритмы решения задачи и показана их работоспособность методом компьютерного моделирования.

*Ключевые слова:* радиолокация, $3D$-изображение, доплеровская фильтрация, оценки координат, маловысотный полёт.

**Введение.** Последние годы наблюдается повышенный интерес к бортовым вертолётным и самолётным радиолокационным системам наблюдения [1]. Ставятся задачи расширения их функциональных возможностей и повышения эффективности работы, в частности при наблюдении за земной поверхностью и объектами на поверхности при маловысотном полёте. Появился интерес и к трёхмерному радиовидению — формированию трёхмерного радиолокационного изображения ($3D$-РЛИ) земной поверхности, позволяющему повысить безопасность маловысотных полётов над сложным рельефом местности. Первоначально физическая идея формирования $3D$-РЛИ для доплеровской радиолокационной станции (РЛС) возникла в [2]. Математические методы формирования $3D$-РЛИ, основанные на оптимальном восстановлении полей отражения и определении координат в многоканальных системах узкополосной доплеровской фильтрации, были предложены в [3]. Представляет научный и практический интерес довести эти методы до конкретных алгоритмов и проверить их работоспособность компьютерным моделированием.

Цель данной работы — решение задачи формирования $3D$-РЛИ в условиях функционирования бортовой доплеровской РЛС маловысотного полёта и создание алгоритмического обеспечения задачи с проверкой его работоспособности.

**Постановка задачи.** Бортовая импульсная доплеровская РЛС, работающая в миллиметровом или сантиметровом диапазоне длин волн с высокочастотным повторением импульсов, ведёт наблюдение за участком земной поверхности при маловысотном полёте. Узкий луч РЛС направлен под малым углом к этой плоскости. При данном положении луча сферические поверхности уровней наклонной дальности пересекают земную поверхность, образуя элементы разрешения дальности. За счёт первичной обработки отражённых сигналов выделяются комплексные амплитуды от разных элементов дальности, а за счёт узкополосной доплеровской фильтрации — от элементов разрешения по доплеровской частоте. Таков традиционный подход [4] к формированию $2D$-РЛИ земной поверхности в координатах дальность — доплеровская частота.

*Работа выполнена при поддержке Совета по грантам Президента РФ (проект № НШ-252.2014.10).

В данной работе ставится задача формирования $3D$-РЛИ в виде совокупности пространственных координат всех элементов отражения, разрешённых по дальности и доплеровской частоте.

Математическая постановка задачи сводится к следующему. Рассматривается антенная прямоугольная система координат $o, x, y, z$. Ось $OZ$ показывает максимум диаграммы направленности антенны (ДНА) и расположена в горизонтальной плоскости полёта носителя РЛС. Наблюдение ведётся в антенных угловых координатах $\varphi$ и $\theta$, где $\varphi$ — азимут, отсчитываемый в горизонтальной плоскости $oxz$ от оси $OZ$; $\theta$ — угол места, отсчитываемый от плоскости $oxz$. Антенна в виде $Q$-элементной антенной решётки (АР) работает на излучение и приём отражённых сигналов. Принимаемые антенной сигналы параллельно и независимо в $q$-х каналах ($q = \overline{1, Q}$, $Q$ — число каналов) проходят тракт первичной обработки, включающий фазовое детектирование, низкочастотную фильтрацию, аналого-цифровое преобразование (АЦП) с частотой дискретизации $f_д$ и стробирование по дальности. На входе алгоритмов имеем последовательность комплексных сигналов $\dot{s}_{qi}(t_\mu)$ в $i$-х элементах дальности ($i = \overline{1, M}$) в $\mu$-е моменты времени $t$ ($\mu = \overline{1, N}$), где $M$ и $N$ — число элементов разрешения по дальности и объём выборки соответственно.

Временны́е последовательности $\dot{s}_{qi}(t_\mu)$, $\mu = \overline{1, N}$, в каждом $i$-м элементе разрешения дальности и $q$-м канале независимо подаются на алгоритмы дискретного или быстрого преобразования Фурье (ДПФ или БПФ), на выходе которых образуются частотные последовательности $\dot{s}^*_{qi}(f_j)$, $j = \overline{1, N}$, в диапазоне доплеровских частот $[f_1, f_N]$ с шагом $h_f$ разрешения по частоте.

При наблюдении земной поверхности в полосе $[f_1, f_N]$ выделяется последовательность $n$ частот $f_{j_1}, f_{j_2}, \ldots, f_{j_n} \in [f_1, f_N]$, $n \ll N$, соответствующая отражению от элементов поверхности в пределах ширины ДНА. Каждая $j$-я частота $f_j \in \{f_{j_1}, \ldots, f_{j_n}\}$ согласуется с одним или несколькими (как правило, соседними) $k$-ми элементами отражения и связана с углом $\alpha_j$ отклонения вектора $\mathbf{v}$ путевой скорости движения носителя РЛС относительно луча отражения от элемента поверхности. Принимается известное соотношение [4] $f_j = (2v/\lambda)\cos\alpha_j$, где $v$ — скорость носителя РЛС, $\lambda$ — длина волны, а $\cos\alpha_j$ находится с помощью скалярного произведения векторов $\mathbf{v}^0 = (v_x, v_y, v_z)$ — орта вектора $\mathbf{v}$ и $\mathbf{r}^0 = (\cos\theta \cdot \sin\varphi, \sin\theta, \cos\theta \cdot \cos\varphi)$ — орта радиуса-вектора $\mathbf{r} = (x, y, z)$ точки $M(x, y, z)$ — центра элемента отражения:

$$\begin{gathered} \cos\alpha_j = v_x \cos\theta \cdot \sin\varphi + v_y \sin\theta + v_z \cos\theta \cdot \cos\varphi, \quad \text{или} \\ v_x \cos\theta \cdot \sin\varphi + v_y \sin\theta + v_z \cos\theta \cdot \cos\varphi = (\lambda/2v) f_j. \end{gathered} \tag{1}$$

Выражение (1) при фиксированных $v$ и $f_j$ представляет собой нелинейное уравнение доплеровской частоты на дальности $r$ в угловых координатах $\varphi, \theta$.

Прямоугольные координаты $x, y, z$ точки $M(x, y, z)$ связаны со сферическими координатами $r, \varphi, \theta$ известными зависимостями

$$x = r\cos\theta \cdot \sin\varphi; \quad y = r\sin\theta; \quad z = r\cos\theta \cdot \cos\varphi. \tag{2}$$

Из (1), (2) получаем линейное уравнение доплеровской частоты $f_j$ в координатах $x, y, z$ для фиксированной дальности $r$:

$$v_x x + v_y y + v_z z = c_j, \quad c_j = r(\lambda/2v) f_j. \tag{3}$$

Так как при маловысотном полёте ось $OZ$ составляет малый угол с плоскостью земной поверхности, то при малой ширине круговой ДНА (1–3° на уровне 0,5 мощности) практически можно принять $z \approx r$. Тогда уравнение (3) имеет вид

$$v_x x + v_y y = c_j, \quad c_j = r[(\lambda/2v) f_j - v_z]. \tag{4}$$

Выражение (4) на множестве значений $f_j \in \{f_{j_1}, \ldots, f_{jn}\}$ описывает семейство прямых, на которых в пределах ширины ДНА расположены элементы отражения земной поверхности с искомыми координатами $x, y$.

В частном случае переднебокового обзора, когда вектор скорости носителя РЛС расположен в горизонтальной плоскости $xoz$ ($\mathbf{v}^0 = (v_x, 0, v_z)$ и его составляющая $v_y = 0$), уравнение (4) упрощается:

$$v_x x = c_j. \tag{5}$$

В данном случае (5) представляет семейство вертикальных прямых. При этом координата $x$ однозначно определяется доплеровской частотой $f_j$: $x = c_j/v_x$, а координата $y$ подлежит оцениванию.

В случае передненижнего обзора вектор $\mathbf{v}^0 = (0, v_y, v_z)$ расположен в вертикальной плоскости $yoz$ и уравнение (4) при $z \approx r$ даёт семейство горизонтальных прямых $v_y y = c_j$. При этом координата $y$ определяется доплеровской частотой, а оцениванию подлежит координата $x$.

Задача формирования $3D$-РЛИ заключается в нахождении координат $x, y, z$ элементов отражения в $i$-х элементах дальности на $j$-х частотах на основе сигналов $\dot{s}_{qi}(f_j)$, $i = \overline{1, M}$, $j \in \{j_1, \ldots, j_n\}$, $q = \overline{1, Q}$. Совокупность полученных координат $x_{ij}(t), y_{ij}(t), z_{ij}(t)$ на множестве значений $i, j$ с привязкой к текущему моменту времени $t$ представляет искомое трёхмерное изображение участка поверхности в пределах зоны видимости РЛС.

Учитывая, что обработка сигналов ведётся независимо в $i$-х элементах дальности $r_i$, символ $i$ при дальнейшем изложении опускаем.

**Модель сигналов.** При наблюдении поверхности временны́е последовательности $\dot{s}_q(t_\mu)$, $\mu = \overline{1, N}$, могут быть описаны следующей зависимостью:

$$\dot{s}_q(t_\mu) = \gamma_q \sum_{j=1}^{n} \sum_{k=1}^{m_j} U(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) D(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) \exp\{i[2\pi f_{jk} t_\mu +$$

$$+ (2\pi/\lambda)\delta_q(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) + \xi]\} + \dot{p}_q(t_\mu), \quad q = \overline{1, Q}. \tag{6}$$

Суммирование по $j$ в (6) ведётся по числу $n$ частот $f_{j_1}, \ldots, f_{jn}$, взятых с шагом $h_f$. Каждому шагу по частоте соответствует элемент отражения земной поверхности. Суммирование по $k$ ведётся по $m_j$ элементам отражения на $j$-й частоте. В частном случае, определяющем характер гладкой поверхности, принимается $m_j = 1 \, \forall \, j = \overline{1, n}$ и модель (6) упрощается:

$$\dot{s}_q(t_\mu) = \gamma_q \sum_{j=1}^{n} U(\varphi_j, \theta_j) D(\varphi_j, \theta_j) \exp\{i[2\pi f_j t_\mu + (2\pi/\lambda)\delta_q(\varphi_j, \theta_j) + \xi]\} + \dot{p}_q(t_\mu), \quad q = \overline{1, Q}. \tag{7}$$

Здесь $U(\varphi, \theta)$ — амплитуда отражающего элемента с угловыми координатами $\varphi, \theta$: $U(\varphi, \theta) = \rho U_0$, где $\rho = \rho(\varphi, \theta)$ — коэффициент отражения, зависящий от $\varphi, \theta$ ($\rho = 0$ при отсутствии отражения), $U_0$ — амплитуда сигнала; $D(\varphi, \theta)$ — амплитудная ДНА:

$$D(\varphi, \theta) = \exp\{-k_0(\varphi^2/\Delta_\varphi^2 + \theta^2/\Delta_\theta^2)\}, \quad \varphi \approx x/r, \;\; \theta \approx y/r,$$

где $k_0$ — известный коэффициент ($k_0 = 2{,}78$); $\Delta_\varphi$ и $\Delta_\theta$ — ширина ДНА по азимуту и углу места на уровне 0,5 мощности; $i$ — мнимая единица; $\delta_q(\varphi, \theta)$ — запаздывание или опережение принимаемого отражённого сигнала от элемента с угловыми координатами

$\varphi, \theta$ в $q$-м приёмном элементе антенны по сравнению с центром антенны; $\xi$ — составляющая фазы в элементе разрешения дальности: $\xi = -4\pi r/\lambda + \phi_0 + \eta$, $\phi_0$ — начальная фаза, $\eta$ — случайная величина, равномерно распределённая на $[0, 2\pi]$ и меняющая своё значение по элементам дальности $r_i$ и частоты $f_j$ (флуктуация фазы во всех каналах); $\dot{p}_q(t_j)$ — комплексный белый шум (шум аппаратуры) с нулевым средним и дисперсией $\sigma_p^2$; $\gamma_q$ — мультипликативная помеха с единичным средним, меняющая своё значение по $q$-м каналам (нестабильность каналов).

Величина $\delta_q(\varphi, \theta)$ определяется как разность расстояний: $\delta_q = r - r_q$, где $r$ — удаление отражающей точки с координатами $M(x, y, z)$ от центра антенны; $r_q$ — удаление точки $M(x, y, z)$ от центра $q$-го приёмного элемента антенны с известными координатами $x_q, y_q$ и $z_q = 0$:

$$\delta_q = r - \sqrt{r^2 - 2(x'_q x + y'_q y) + x^2 + y^2}. \tag{8}$$

Формула (8) даёт нелинейную зависимость $\delta_q$ от $r, x, y$. Для практического расчёта $\delta_q$ примем допущение. Представим сферический фронт отражённой волны, достигшей центра антенны, касательной плоскостью (плоским фронтом) с нормальным вектором $\mathbf{n} = (x, y, z) = r(\cos\theta \cdot \sin\varphi, \sin\theta, \cos\theta \cdot \cos\varphi)$ или ортом $\mathbf{n}_0 = (\cos\theta \cdot \sin\varphi, \sin\theta, \cos\theta \cdot \cos\varphi)$. Считаем, что плоский фронт волны с таким же нормальным вектором достигает центра остальных приёмных элементов антенны. Тогда величина $\delta_q$ определится как отклонение центра $q$-го приёмного элемента — точки $M(x_q, y_q, 0)$ — от плоскости, проходящей через начало координат с вектором нормали $\mathbf{n}_0$: $\delta_q(\varphi, \theta) = x_q \cos\theta \cdot \sin\varphi + y_q \sin\theta$, или с учётом $\cos\theta \cdot \sin\theta = x/r$, $\sin\theta = y/r$ имеем

$$\delta_q(x, y) = (x_q x + y_q y)/r. \tag{9}$$

Формула (9) даёт линейную зависимость $\delta_q$ от $x, y$ при известном $r$.

В результате ДПФ (или БПФ) временны́е последовательности $\dot{s}_q(t_\mu)$, $\mu = \overline{1, N}$, одновременно в $q$-х каналах ($q = \overline{1, Q}$) преобразуются в частотные последовательности $\dot{s}_q^*(f_j)$, $j = \overline{1, N}$. Для $n$ доплеровских частот $f_j \in \{f_{j_1}, \dots, f_{j_n}\}$ справедлива следующая модель:

$$\dot{s}_q^*(f_j) = \gamma_q \sum_{k=1}^{m_j} U(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) D(\varphi_{jk}, \theta_{jk}) \exp\{i[(2\pi/\lambda)\delta_q(x_{j_k}, y_{j_k}) + \xi]\} + \dot{p}_q^*(f_j), \tag{10}$$

где «*» — символ ДПФ. В частном случае, когда $m_j = 1 \, \forall\, j = \overline{1, n}$, формула (10) упрощается:

$$\dot{s}_q^*(f_j) = \gamma_q U(\varphi_j, \theta_j) D(\varphi_j, \theta_j) \exp\{i[(2\pi/\lambda)\delta_q(x_j, y_j) + \xi]\} + \dot{p}_q^*(f_j). \tag{11}$$

Так как в бортовых РЛС процедура БПФ уже реализована на сигнальных процессорах, то идея решения задачи формирования $3D$-РЛИ заключается в распараллеливании этих процедур в $q$-х приёмных каналах и нахождении оценок координат $x, y, z$ ($z \approx r$) отражающих элементов поверхности на каждой выделенной частоте $f_j$ и дальности $r_i$ на основе измерений $\dot{s}_q^*(f_j)$, $q = \overline{1, Q}$, с помощью методов, применяемых в радиолокации.

Заметим, что обработка сигналов (6), (7) во временно́й области также возможна, но для одиночных (или малого числа) объектов отражения. При этом точность оценок низка из-за малого отношения сигнал/шум (С/Ш) (БПФ его значительно повышает), а в случае нескольких объектов требуются сложные для реализации алгоритмы [5].

Решение задачи формирования $3D$-изображения земной поверхности на основе частотных моделей (10), (11) представлено алгоритмами 1–4.

**Алгоритм 1.** Используется четырёхканальная АР ($Q = 4$), приёмные элементы которой расположены на плоскости в точках с координатами $x_1 = d$, $y_1 = d$, $x_2 = -d$, $y_2 = d$, $x_3 = -d$, $y_3 = -d$, $x_4 = d$, $y_4 = -d$, где $2d$ — базовое расстояние между центрами соседних элементов.

Алгоритм основан на моноимпульсном методе построения пеленгационных характеристик [6] и сводится к следующим операциям.

1. После прохождения отражённых сигналов тракта первичной обработки в каждом $i$-м элементе дальности $r_i$ в $q$-м канале ($q = \overline{1, Q}$) на выходе АЦП образуются временны́е последовательности $\dot{s}_q(t_\mu)$, $\mu = \overline{1, N}$. Эти последовательности параллельно в $q$-х каналах подаются на блоки ДПФ. На выходах ДПФ получаются частотные последовательности $\dot{s}_q^*(f_j)$, $j = \overline{1, N}$, в полосе частот $[f_1, f_N]$.

2. В полосе $[f_1, f_N]$ выделяются доплеровские частоты $f_j$ общим числом $n$ ($n \ll N$), на которых амплитуда $|\dot{s}_q^*(f_j)|$ превышает порог обнаружения полезного сигнала во всех каналах ($q = \overline{1, Q}$).

3. На каждой выделенной частоте $f_j$ запоминаются спектральные отсчёты $\dot{s}_q^* = \dot{s}_q^*(f_j)$, $q = \overline{1, Q}$. Комплексные величины $\dot{s}_q^*$ подаются на вход алгоритма оценивания координат, который выполняет следующие операции.

4. Определяются суммарный и разностные сигналы: $\dot{S}_\Sigma = \dot{s}_1^* + \dot{s}_2^* + \dot{s}_3^* + \dot{s}_4^*$, $\dot{S}_X = \dot{s}_2^* + \dot{s}_3^* - \dot{s}_1^* - \dot{s}_4^*$, $\dot{S}_Y = \dot{s}_3^* + \dot{s}_4^* - \dot{s}_1^* - \dot{s}_2^*$.

5. Вычисляются пеленгационные характеристики: $U_X = -\mathrm{Im}\{\dot{S}_X\}/\mathrm{Re}\{\dot{S}_\Sigma\}$, $U_Y = -\mathrm{Im}\{\dot{S}_Y\}/\mathrm{Re}\{\dot{S}_\Sigma\}$.

6. Находятся координаты элемента отражения по формулам: $\hat{x}_{ij} = k_1 U_X$, $\hat{y}_{ij} = k_1 U_Y$, $\hat{z}_{ij} = \sqrt{r_i^2 - \hat{x}_{ij}^2 - \hat{y}_{ij}^2}$, $k_1 = r\lambda/(2\pi d)$.

7. Операции 1–6 повторяются для всех $i$-х элементов дальности ($i = \overline{1, M}$).

**Алгоритм 2.** Используется четырёхканальная АР ($Q = 4$), приёмные элементы которой расположены на плоскости в точках с координатами $x_1 = d$, $y_1 = 0$, $x_2 = 0$, $y_2 = d$, $x_3 = -d$, $y_3 = 0$, $x_4 = 0$, $y_4 = -d$.

Алгоритм основан на фазовом методе [6].

Пункты 1–3, 7 совпадают с предыдущим алгоритмом.

4. Определяются аргументы комплексных величин $\dot{s}_q^*$ — фазы $\psi_q = \arg\{\dot{s}_q^*\}$, $q = \overline{1, Q}$.

5. Вычисляются разности фаз: $\Delta\psi_X = \psi_1 - \psi_3$, $\Delta\psi_Y = \psi_2 - \psi_4$.

6. Находятся координаты элемента отражения по формулам: $\hat{x}_{ij} = k_2 \Delta\psi_X$, $\hat{y}_{ij} = k_2 \Delta\psi_Y$, $\hat{z}_{ij} = \sqrt{r_i^2 - \hat{x}_{ij}^2 - \hat{y}_{ij}^2}$, $k_2 = r\lambda/(4\pi d)$.

**Алгоритм 3.** Используется матричная АР ($Q > 4$), приёмные элементы которой расположены на плоскости в матричном порядке (в $i$-х строках и $j$-х столбцах) в точках с координатами $x_q = \pm jd$, $y_q = \pm id$, $j = \overline{1, n_x}$, $i = \overline{1, n_y}$, $Q = (2n_x + 1)(2n_y + 1)$.

Алгоритм основан на методе восстановления амплитуд [3] и ориентирован на переднебоковой обзор, представленный зависимостью (5), где частота $f_j$ определяет координату $x$ и оценке подлежит одна координата $y$. Придавая $y$ ряд дискретных значений $y_k$, $k = \overline{1, K}$ (здесь $k$ — номер дискретизации, $K$ — заданное число элементов дискретизации), по линейной ширине ДНА на дальности $r$ получаем $K$ точек возможного отражения на линии доплеровской частоты с координатами $x, y_k$, $k = \overline{1, K}$. Для всех этих точек справедлива модель измерения (10), где $m_j = K$, или в матричной форме

$$S = GU + P, \tag{12}$$

где $S$ — $Q$-вектор измерений $\dot{s}_q^*$; $G$ — $(Q \times K)$-матрица коэффициентов ДНА $\dot{G}_{qk}$; $U$ — $K$-вектор искомых амплитуд $\dot{U}_k$; $P$ — $Q$-вектор шумов $\dot{p}_q^*$.

Пункты 1–3, 7 совпадают с предыдущими алгоритмами.

4. Для модели (12) заранее находится $(K \times Q)$-псевдообратная матрица $G^{+}$.

5. Для полученного вектора $S$ измерений $\dot{s}_q^*$, $q = \overline{1, Q}$, вычисляется вектор оценок $\hat{U}$: $\hat{U} = G^{+}S$, элементами которого являются оценки комплексных амплитуд $\hat{U}_k$ для $k$-х элементов дискретизации.

6. Выбирается $k$-я оценка с максимальной амплитудой: $\max|\hat{U}_k|$. Ей соответствует оценка координаты $y$: $\hat{y}_{ij} = y_k$. Оценками координат $x$, $z$ будут: $\hat{x}_{ij} = c_{ij}/v_x$, $c_{ij} = r_i[(\lambda/2v)f_j - v_z]$; $\hat{z}_{ij} = \sqrt{r_i^2 - \hat{x}_{ij}^2 - \hat{y}_{ij}^2}$.

**А л г о р и т м 4.** Используется линейная АР, центры приёмных элементов которой расположены на оси $OY$ в $Q$ точках с координатами $x_q = 0$, $y_q = \pm id$, $i = \overline{1, n_y}$, $Q = 2n_y+1$. Биссектрисы ДНА $q$-х приёмных элементов АР смещены по углу места $\theta$ на величину $\theta_{0q}$ таким образом, что амплитудная ДНА каждого $q$-го канала зависит от $\theta_{0q}$: $D_q(\varphi, \theta_k) = \exp\{-k_0(\varphi^2/\Delta_\varphi^2 + (\theta_k - \theta_{0q})^2/\Delta_\theta^2)\}$, $\varphi \approx x/r$, $\theta_k \approx y_k/r$.

Практически это достигается за счёт пространственной ориентации $q$-го элемента АР по углу места в направлении $\theta_{0q}$ (или электронного управления лучом). Величины $\theta_{0q}$ задаются на промежутке $[-\Delta_\theta/2,\ \Delta_\theta/2]$ с шагом $h_\theta = \Delta_\theta/(Q-1)$. Данный алгоритм подобно алгоритму 3 ориентирован на переднебоковой обзор, представленный зависимостью (5), когда требуется найти оценку одной координаты $y$.

Алгоритм основан на методе максимума амплитуды [6].

Пункты 1–3, 7 совпадают с предыдущими алгоритмами.

4. Для полученных измерений $\dot{s}_q^*$, $q = \overline{1, Q}$, вычисляются модули $|\dot{s}_q^*|$, которые дают распределение амплитуд $A_q = |\dot{s}_q^*|$, $q = \overline{1, Q}$, вдоль оси $OY$ с шагом дискретизации $h_\theta$ по углу места.

5. В последовательности $\{A_q\}$ выбирается максимальная по $q$ амплитуда $A_{\max} = \max\limits_q A_q$. Соответствующий $A_{\max}$ номер $q$ даёт начальную оценку координаты $y$ с точностью, определяемой величиной линейного шага $h_y = rh_\theta$: $\hat{y}_0 = -r\Delta_\theta/2 + h_y(q-1)$.

6. Оценка $\hat{y}_0$ уточняется: методом интерполяции находится смещение $\Delta y$ в сторону точки максимума и вычисляется уточнённая оценка $\hat{y}_{ij} = \hat{y}_0 + \Delta y$. Оценки координат $x, z$ вычисляются так же, как в алгоритме 3.

**Результаты моделирования.** Работа алгоритмов 1–4 моделировалась с учётом (7), (11) в условиях переднебокового (5) и передненижнего обзоров. Эти два режима наблюдения эквивалентны с точки зрения работы алгоритмов. При скорости летательного аппарата $v = 100$ м/с орт вектора скорости задавался $\mathbf{v}^0 = (1/\sqrt{2};\ 0;\ 1/\sqrt{2})$. На дальности $r = 1000$ м подлежала рассмотрению полоса склона земной поверхности. При ширине круговой ДНА $2^\circ$ на дальности $r$ высота склона по оси $OY$ и его протяжённость по оси $OX$ составляли по 34 м. Оценке подлежали пространственные координаты $n = 26$ центров элементов отражения, расположенных вдоль склона в порядке убывания высоты с шагом 1,36 м по осям $OX$ и $OY$. Координата $y$ искажалась по равномерному закону на $[-1,\ 1]$ м, моделируя неровности поверхности. Сигналы при моделировании отражались от центров элементов полосы поверхности с коэффициентом $\rho = 1$. При длине волны $\lambda = 0{,}01$ м отражённые сигналы принимались в $Q$ элементах АР с базовым расстоянием $2b = 0{,}1$ м и после прохождения тракта первичной обработки в $Q$ каналах формировались в соответствии с моделью (7). При частоте дискретизации $f_д = 100$ кГц после АЦП получались $Q$ временны́х последовательностей длиной $N = 5000$ каждая, которые подвергались ДПФ. В общей полосе частот $[0,\ 100]$ кГц полоса доплеровских частот от элементов поверхности составляла $[13{,}9;\ 14{,}4]$ кГц с разрешением по частоте 20 Гц. Выбранная частота дискретизации $f_д$ обеспечивала отсутствие эффекта «растекания частот», т. е. для каждой частоты $f_j \in [13{,}9;\ 14{,}4]$ кГц выполнялось равенство $f_j = qf_д/N$, где $q$ — целое.

Таблица 1

| Алгоритм | Ошибка, м | СКО, м |
|---|---|---|
| 1 | 0,68 | 0,64 |
| 2 | 0,41 | 0,31 |
| 3 | 1,03 | 0,82 |
| 4 | 0,66 | 0,62 |

Таблица 2

| Алгоритм | Ошибка, м | СКО, м |
|---|---|---|
| 1 | 0,77 | 0,72 |
| 2 | 0,44 | 0,32 |
| 3 | — | — |
| 4 | 0,94 | 0,75 |

Полученные в результате ДПФ спектральные отсчёты подавались на вход алгоритмов 1–4 обработки данных. Результаты моделирования представлены в табл. 1–3.

В табл. 1 показано влияние аддитивного шума $\dot{p}_q(t_\mu)$ в модели (7) при отсутствии мультипликативной помехи ($\gamma_q = 1$) на точность работы алгоритмов 1–4. Даны оценки средних значений ошибок определения положения центров элементов отражения и СКО этих ошибок для С/Ш $= 20\lg(U_0/\sigma_p) = 30$ дБ. Видно преимущество алгоритма 2 по точности определения координат.

В табл. 2 показано влияние мультипликативной помехи $\gamma_q$. Действие $\gamma_q$ моделировалось случайным изменением $\gamma_q$ по $q$-м каналам по нормальному закону с СКО $\sigma_\gamma = 0{,}1$. Видно также преимущество алгоритма 2.

Алгоритм 3, основанный на решении системы линейных уравнений с неизвестными комплексными амплитудами, в условиях нестабильной работы каналов давал разброс оценок координат по ширине ДНА.

Работа алгоритмов 1 и 2, наиболее чувствительных к флуктуациям фазы, примерно в 10 % случаев сопровождалась сбоями: оценки координат $x, y$ выходили за пределы ширины ДНА. По указанному признаку обнаруживались сбои и такие оценки не учитывались. Введение пятого центрального элемента антенны с несимметричным расположением остальных элементов и применение алгоритма, устраняющего неоднозначность измерения фазы, полностью не исключало скачков фазы. У алгоритмов 3 и 4 сбоев не было.

Работа алгоритмов 1–4 также моделировалась с учётом (6), (11) для двух отражающих элементов (протяжённых объектов) на каждой доплеровской частоте: $m_j = 2\,\forall\, j = \overline{1,n}$. Моделирование проводилось на пяти частотах при $N = 1000$ и $\Delta_f = 100$ Гц, координаты центров элементов располагались на расстоянии 5–6 м. Оцениванию на каждой частоте подлежали максимальные значения координаты $y$ (наиболее опасные при маловысотном полёте). Для чего в алгоритмах 3 и 4, основанных на получении распределения амплитуд по координате $y$, применялась процедура обнаружения максимума. В алгоритмах 1 и 2 такая процедура невозможна, и эти алгоритмы давали оценки координат «центра тяжести» каждой пары. Результаты представлены в табл. 3 для С/Ш = 30 дБ при отсутствии мультипликативной помехи.

Видно преимущество алгоритма 4. Проигрыш алгоритмов 1 и 2 связан с тем, что они основаны на методах оценивания координат точечных объектов. Низкая точность алгоритма 3, базирующегося на методе восстановления, объясняется его низкой разрешающей способностью при различении двух объектов, что отмечалось также в [7].

Таблица 3

| Алгоритм | Ошибка, м | СКО, м |
|---|---|---|
| 1 | 3,21 | 0,65 |
| 2 | 2,60 | 0,87 |
| 3 | 2,45 | 0,50 |
| 4 | 0,50 | 0,30 |

**Заключение.** При решении задачи формирования трёхмерного изображения земной поверхности рассмотренные алгоритмы в условиях модельного эксперимента дают следующие результаты. Наиболее работоспособным в условиях разного типа поверхностей оказывается алгоритм 4, созданный с помощью метода максимума амплитуды. Наиболее точным при оценивании координат одиночных объектов является алгоритм 2, основанный на фазовом методе. Его реализация ограничена гладкими поверхностями. Данные алгоритмы могут найти применение в существующих бортовых системах наблюдения за земной поверхностью в режимах переднего и переднебокового обзоров местности. Внедрение таких алгоритмов повышает безопасность маловысотных полётов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ


1. **Антипов В. Н., Меркулов В. И., Самарин О. Ф., Чернов В. С.** Основные направления развития авиационных бортовых РЛС // Успехи современной радиоэлектроники. 2009. № 10. С. 7–28.
2. **Клочко В. К., Мойбенко В. И.** Формирование трехмерного изображения по данным бортовой РЛС маловысотного полета // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 1. С. 18–20.
3. **Клочко В. К.** Методы формирования трехмерных изображений поверхности в бортовых системах радиовидения // Автометрия. 2009. **45**, № 1. С. 23–33.
4. **Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю.** Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: Учеб. пособие для вузов /Под ред. Г. С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
5. **Защита** радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития /Под ред. А. И. Канащенкова, В. И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
6. **Финкельштейн М. И.** Основы радиолокации: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
7. **Клочко В. К.** Сверхразрешение в системах наблюдения с антенной решёткой при синтезе изображения земной поверхности // Автометрия. 2012. **48**, № 1. С. 50–55.


*Поступила в редакцию 12 декабря 2014 г.*