

**МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕХМЕРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ
ПОВЕРХНОСТИ В БОРТОВЫХ СИСТЕМАХ РАДИОВИДЕНИЯ****В. К. Ключко**

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

Представлены методы формирования трехмерных изображений поверхности с повышенным разрешением по угловым координатам для многоканальных бортовых радиолокационных станций маловысотного полета, основанные на оптимальном восстановлении полей отражения и узкополосной доплеровской фильтрации.

Ключевые слова: радиолокация, разрешающая способность радиолокационных станций.

Введение. Проблема формирования трехмерных радиолокационных изображений (РЛИ) поверхности, наземных и воздушных объектов актуальна в связи с созданием систем обеспечения безопасности маловысотных полетов на базе бортовых радиолокационных станций (РЛС) миллиметрового диапазона обсуждалась в [1, 2]. Рассмотренные в этих работах подходы требуют дальнейшего развития для получения более качественных трехмерных изображений.

В данной работе предлагаются методы, позволяющие повысить разрешающую способность изображений по угловым координатам за счет увеличения числа измерительных каналов и оптимального восстановления полей отражения с учетом узкополосной доплеровской фильтрации.

Формирование изображений при сканировании антенны. При малом числе измерительных q, k -х каналов ($q = \overline{1, Q}$, $k = \overline{1, K}$) $Q \times K$ -антенной решетки для увеличения числа измерений производится сканирование диаграммы направленности антенны (ДНА) в зоне обзора РЛС со смещением ДНА на малую величину элемента дискретизации по азимуту φ (по j) и углу места θ (по i). После прохождения отраженного сигнала $S(t)$ тракта первичной обработки одновременно в QK -каналах и амплитудного детектирования, необходимого для исключения влияния случайной фазы, модель измерений принимает вид модели смазывания изображения по строкам и столбцам:

$$y_{q,k}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n a_{q,k}(i_1, j_1) x(t, i+i_1, j+j_1) + p_{q,k}(t, i, j), \quad (1)$$

где $y_{q,k}(t, i, j)$ – амплитуда сигнала в q, k -м измерительном канале при i, j -м положении антенны в t -м элементе дальности; $a_{q,k}(i_1, j_1)$ – нормированные коэффициенты ДНА, характеризующие интенсивность прихода сигнала с i_1, j_1 -го углового направления относительно i, j -го положения антенны в q, k -м канале; $x(t, i + i_1, j + j_1)$ – искомые амплитуды поля отражения или излучения, характеризующие интенсивность сигнала в i_1, j_1 -х элементах дискретизации; $p_{q,k}(t, i, j)$ – нормальные некоррелированные помехи q, k -го канала, включающие в себя ошибки формирования модели (1) и шумы первичной обработки принимаемого сигнала: $p_{q,k}(t, i, j) \in N(0, \sigma_p^2)$; суммирование по i_1, j_1 в формуле (1) проводится по прямоугольной области размером $(2m + 1) \times (2n + 1)$ элементов дискретизации, которая охватывает сечение ДНА на уровне 0,5 мощности.

Совокупность i, j -х измерений $y_{q,k}(t, i, j)$, $i = \overline{1, I}$, $j = \overline{1, J}$, в (1), полученных при построчном сканировании зоны обзора в q, k -х каналах, представляется в векторно-матричной форме

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{P}, \quad (2)$$

где \mathbf{Y} – $IJQK$ -вектор измерений $y_{q,k}(i, j)$; \mathbf{A} – $IJQK \times (I + 2m)(J + 2n)$ -матрица коэффициентов ДНА $a_{q,k}(i_1, j_1)$ сложной многолобной структуры, описывающая смазывание по i_1 и j_1 во всех каналах; \mathbf{X} – $(I + 2m)(J + 2n)$ -вектор искомых амплитуд поля излучения $x(t, i + i_1, j + j_1)$; \mathbf{P} – $IJQK$ -вектор помех.

Задача восстановления РЛИ в (2) заключается в нахождении вектора оптимальных оценок \mathbf{X} с использованием метода наименьших квадратов (МНК):

$$F = [(\mathbf{Y} - \mathbf{A}\mathbf{X})^T (\mathbf{Y} - \mathbf{A}\mathbf{X})] \rightarrow \min_{\mathbf{X}}, \quad (3)$$

при этом оценки имеют стандартный вид (например, [3]):

$$\hat{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A} + \delta \mathbf{E})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{Y}, \quad (4)$$

где δ – параметр регуляризации, необходимый для обращения матрицы $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$; T – символ транспонирования; \mathbf{E} – единичная матрица; \mathbf{H} – матрица весовых коэффициентов.

При формировании трехмерного РЛИ совокупность оценок амплитуд $\hat{x}(t, i, j)$ пересчитывается в матрицу $A(i, j)$, элементами которой являются максимальные значения $\hat{x}(t, i, j)$, взятые на промежутке времени t приема отраженных сигналов, и в матрицу $D(i, j)$ радиальных дальностей r в координатах r_t, θ_i, φ_j носителя РЛС. При последующей пространственно-временной обработке матрицы $A(i, j)$ и $D(i, j)$ пересчитываются в матрицу амплитуд $A(i_1, j_1)$ и матрицу третьей координаты (высоты) $Z(i_1, j_1)$ в i_1, j_1 -х элементах дискретизации единой прямоугольной системы координат x, y, z .

Для увеличения быстродействия бортовой вычислительной системы осуществляется аппроксимация коэффициентов ДНА функцией с разделенными переменными:

$$a_{q,k}(i_1, j_1) = \alpha_q(i_1) \beta_k(j_1).$$

Тогда двойная сумма (1) записывается в виде повторной суммы

$$y_{q,k}(t,i,j) = \sum_{i_1=-m}^m \alpha_q(i_1) \sum_{j_1=-n}^n x(t,i+i_1,j+j_1) \beta_k(j_1) + p_{q,k}(t,i,j) \quad (5)$$

и совокупность i, j -х измерений для каждого q, k -го канала представляется в матричной форме:

$$Y_{q,k} = A_q X B_k + P_{q,k}, \quad q = \overline{1, Q}, \quad k = \overline{1, K}, \quad (6)$$

где $Y_{q,k} - I \times J$ -матрица измерений $y_{q,k}(t,i,j)$ q, k -го канала; $A_q - I \times (I + 2m)$ -матрица одноленточного типа коэффициентов ДНА $\alpha_q(i_1)$, описывающая смазывание изображения по i в q -м канале; $X - (I + 2m) \times (J + 2n)$ -матрица искомого параметра поля излучения $x(t,i+i_1,j+j_1)$; $B_k - (J + 2n) \times J$ -матрица одноленточного типа коэффициентов ДНА $\beta_k(j_1)$, описывающая смазывание изображения по j в одном канале; $P_{q,k} - I \times J$ -матрица помех $p_{q,k}(t,i,j)$.

Помещая матрицы $Y_{q,k}, A_q, B_k, P_{q,k}$ модели (6) в соответствующие блочные матрицы Y, A, B, P , получаем следующую матрично-блочную модель измерений:

$$Y = AXB + P. \quad (7)$$

Оптимальная МНК-оценка матрицы X находится минимизацией следа tr матрицы F :

$$\text{tr}[F] = \text{tr}[(Y - A\hat{X}B)^T (Y - A\hat{X}B)] \rightarrow \min_{\hat{X}}, \quad (8)$$

представляющего собой сумму квадратов отклонения измерений всех каналов от их восстановленных значений $\hat{Y} = A\hat{X}B$. Минимизация (8) сводится к стандартной процедуре дифференцирования скалярной функции по матрице [4]:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dX} \text{tr}[F] &= \frac{d}{dX} \text{tr}[Y^T Y - B^T X^T A^T Y - Y^T A X B + B^T X^T A^T A X B] = \\ &= -2A^T Y B^T + 2A^T A X B B^T = O \Leftrightarrow A^T A X B B^T = A^T Y B^T \Rightarrow \end{aligned}$$

и приводит к алгоритму восстановления изображения

$$\begin{aligned} \hat{X} &= (A^T A)^{-1} A^T Y B^T (B B^T)^{-1} \Leftrightarrow \\ \hat{X} &= (A^T A)^{-1} [A_1^T \quad A_2^T \quad \dots \quad A_Q^T] \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1K} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{Q1} & Y_{Q2} & \dots & Y_{QK} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1^T \\ B_2^T \\ \dots \\ B_K^T \end{bmatrix} (B B^T)^{-1}, \quad (9) \end{aligned}$$

$$A^T A = A_1^T A_1 + A_2^T A_2 + \dots + A_Q^T A_Q, \quad B B^T = B_1 B_1^T + B_2 B_2^T + \dots + B_K B_K^T.$$

Данный алгоритм удобно реализовать в виде следующей двухэтапной процедуры.

1. Восстанавливается РЛИ вдоль строк матрицы изображения:

$$\hat{Z} = (A^T A + \delta E)^{-1} A^T Y = H_A Y. \quad (10)$$

2. Восстанавливается РЛИ вдоль столбцов:

$$\hat{X} = \hat{Z} B^T (B B^T + \delta E)^{-1} = \hat{Z} H_B. \quad (11)$$

Полученная в (11) матрица \hat{X} представляет собой восстановленное РЛИ зоны обзора в t -м элементе дальности с повышенным в несколько раз разрешением по угловым координатам.

Формирование изображений в многоканальных системах. В многоканальных системах активного и пассивного радиовидения с применением многоэлементных фазированных антенных решеток [4] необходимость поэлементного сканирования ДНА и соответственно амплитудного детектирования пропадает, так как отраженные сигналы принимаются в элементах антенной решетки с известным запаздыванием по фазе, а общее число измерений может превышать число оцениваемых параметров. Вместо поэлементного осуществляется сканирование со смещением на ширину ДНА (на уровне 0,5 мощности), что также увеличивает быстродействие системы наблюдения.

В таком режиме работы РЛС после прохождения отраженного сигнала $S(t)$ в q, k -х каналах и фазового детектирования модель измерений имеет вид

$$\dot{y}_{q,k}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \dot{a}_{q,k}(i_1, j_1) \dot{x}(t, i+i_1, j+j_1) + \dot{p}_{q,k}(t, i, j). \quad (12)$$

Здесь $\dot{y}_{q,k}(t, i, j)$ – измеряемая комплексная амплитуда (огibaющая) отраженного сигнала, принятого в q, k -м канале с модулем $Y_{q,k}(t, i, j)$ и фазой $\Psi_{q,k}(t, i, j)$; $\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)$ – полезные составляющие комплексного сигнала в i_1, j_1 -х элементах дискретизации азимута и угла места, подлежащие оцениванию; $\dot{a}_{q,k}(i_1, j_1)$ – комплексные коэффициенты ДНА, модули которых характеризуют интенсивность отражения в i_1, j_1 -м угловом направлении по отношению к центру i, j -го положения антенны, а аргументы включают в себя составляющие $\gamma_{q,k}(i_1, j_1)$ запаздывания по фазе сигнала, принимаемого q, k -м элементом антенны с i_1, j_1 -го углового направления; $\dot{p}_{q,k}(t, i, j)$ – помеха типа комплексного белого шума, причем дисперсия σ_p^2 действительной и мнимой частей после фазового детектирования значительно меньше, чем σ_p^2 в модели (1) после амплитудного детектирования [5].

Критерий оптимальности, методика оценивания комплексных амплитуд поля отражения $\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)$ и алгоритм по форме аналогичны (2)–(4). Отличие состоит в том, что вместо операции транспонирования T выполняются операции комплексного сопряжения и транспонирования $*T$ [4]. Модули найденных оценок $|\hat{x}(t, i, j)|$, $i = \overline{1, I}$, $j = \overline{1, J}$, в составе вектора \hat{X} представляют собой восстановленное РЛИ в зоне обзора в t -м сечении дальности, а трехмерное РЛИ формируется по совокупности t .

Если коэффициенты ДНА допускают аппроксимацию разделения переменных: $\dot{a}_{q,k}(i_1, j_1) = \dot{\alpha}_q(i_1)\dot{\beta}_k(j_1)$, то получаются аналогичные (5)–(11) блочно-матричные модели с заменой T операцией $*T$. При этом вместо блочной матрицы измерений Y при i, j -м положении антенны в (7) используется обычная $Q \times K$ -матрица Y q, k -х комплексных измерений $y_{q,k}(i, j)$, расположенных в q -х строках и k -х столбцах; A – $Q \times (2m+1)$ -матрица q, i_1 -х комплексных коэффициентов ДНА $\dot{a}_q(i_1)$; X – $(2m+1) \times (2n+1)$ -матрица i_1, j_1 -х искомым комплексных амплитуд поля отражения $\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)$; B – $(2n+1) \times K$ -матрица j_1, k -х комплексных коэффициентов ДНА $\dot{b}_k(j_1)$; P – $Q \times K$ -матрица q, k -х комплексных помех $\dot{p}_{q,k}(t, i, j)$.

В результате прохождения двухэтапной процедуры (10), (11) получаются оценки комплексных амплитуд $\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)$, модули $|\dot{x}(t, i+i_1, j+j_1)|$, $i = \overline{-m, m}$, $j = \overline{-n, n}$, которых дают амплитудное изображение поверхности по ширине ДНА при i, j -м положении антенны в t -м сечении.

Точность и быстродействие восстановления изображений в многоканальных РЛС. Учитывая, что в рассмотренных методах используется один и тот же критерий оптимальности, следует ожидать сравнительно близкой точности восстановления изображений. Рассмотрим $(2m+1) \times K$ -матрицу $\Delta\hat{Z} = \hat{Z} - Z$ комплексных ошибок оценивания (10) для многоканальной РЛС. При $\delta \rightarrow 0$

$$\Delta\hat{Z} = \hat{Z} - Z = (A^{*T}A)^{-1}A^{*T}Y - Z = (A^{*T}A)^{-1}A^{*T}P.$$

След $\text{tr}[M(\Delta\hat{Z}\Delta\hat{Z}^{*T})]$ от математического ожидания M произведения матриц $\Delta Z \Delta Z^{*T}$ равен сумме дисперсий ошибок оценивания действительной и мнимой частей по всем элементам $(2m+1) \times K$ -матрицы \hat{Z} . Для некоррелированных помех и квадратной матрицы P ($Q = K$)

$$M[PP^{*T}] = 2K\sigma_p^2 E \Rightarrow \text{tr}[M(\Delta\hat{Z}\Delta\hat{Z}^{*T})] = 2K\sigma_p^2 \text{tr}(A^{*T}A)^{-1}.$$

Дисперсия ошибки оценивания действительной или мнимой части отдельного элемента \hat{z} матрицы \hat{Z}

$$\sigma^2[\Delta\hat{z}] = \sigma_p^2 \text{tr}[(A^{*T}A)^{-1}]/(2m+1) \quad (13)$$

зависит от структуры матрицы $(A^{*T}A)^{-1}$ и ее элементов, определяемых характеристиками ДНА и антенной решеткой. Подобные результаты получаются для блочных и векторных моделей.

Моделирование алгоритма (10), (11) и оценка его быстродействия показывают, что предложенные матричная модель (7) и метод двухэтапного восстановления РЛИ позволяют существенно уменьшить количество вычислительных операций при формировании и обращении матриц, а также вычислении оценок по сравнению с векторной моделью (2), (4). При вычислении матриц весовых коэффициентов $H = (A^T A)^{-1} A^T$ количество операций умножения в алгоритме (10), (11) при $Q = K = 2m+1 = 2n+1$ в $K^3/4$ раза меньше, чем в (4). Выигрыш в операциях вычисления оценок $\hat{X} = HY$ (при условии,

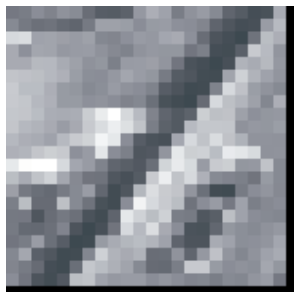


Рис. 1

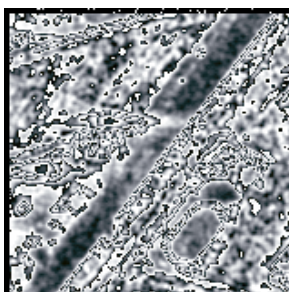


Рис. 2

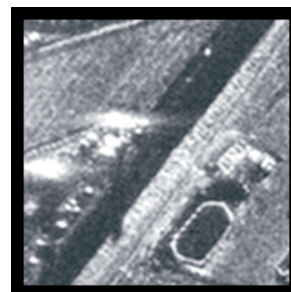


Рис. 3

что матрицы H вычислены заранее) составляет $K/4$ раза. Следовательно, такой метод наиболее эффективен в адаптивных РЛС, где требуется менять коэффициенты ДНА и пересчитывать матрицу A при вычислении H в реальном времени.

Результаты моделирования. Сжатое в 7 раз изображение по строкам и столбцам – имитация сканирования ДНА размером 7×7 зоны обзора со смещением на ширину ДНА – показано на рис. 1; смазанное изображение по строкам и столбцам при поэлементном сканировании ДНА – на рис. 2; восстановленное изображение при обработке рис. 2 двухэтапным алгоритмом (10), (11) для случая одного измерительного канала ($Q = 1, K = 1$) – на рис. 3. Размер матрицы изображения 150×150 , максимальная амплитуда $x_{\max} = 250$. СКО помехи $\sigma_p = 10$. Коэффициенты ДНА задавались экспоненциальной функцией с квадратичным показателем степени. Качество восстановленного РЛИ сохраняется примерно при ширине ДНА размером 15×15 , а детали на сжатых РЛИ размываются при ДНА размером 3×3 . В этом случае эффект повышения разрешающей способности составляет 5 раз по строкам или столбцам.

Зависимости СКО ошибки оценивания $\sigma_{\Delta \hat{x}}$ от СКО помехи σ_p для одноканальной ($k = 1$) и четырехканальной ($k = 2$) систем представлены на рис. 4. Преимущество многоканальности очевидно.

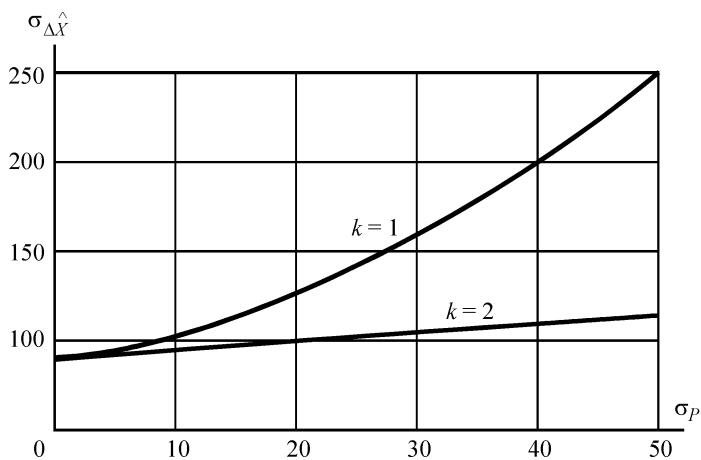


Рис. 4

Формирование трехмерного изображения в доплеровских РЛС. В импульсно-доплеровских РЛС появляется возможность дополнительной частотной обработки отраженного от поверхности сигнала для движущейся с определенной скоростью РЛС. При движении образуются пространственно протяженные доплеровские элементы разрешения (ДЭР), рассекающие ДНА на более мелкие части в каждом элементе разрешения дальности. В работе [1] получено уравнение линии ДЭР и дана его линейная аппроксимация. Однако протяженность ДЭР по угловым координатам и ошибки аппроксимации не позволяют получить четкое трехмерное изображение для произвольного положения ДНА. Далее предлагается решение этой проблемы.

Уравнение линии ДЭР можно получить более простым способом. Известно [6], что доплеровской частоте f можно поставить в соответствие угол α отклонения луча отраженного сигнала от вектора \mathbf{v} путевой скорости движения носителя РЛС, причем частота f связана с углом α зависимостью

$$f = 2v \cos \alpha / \lambda, \quad (14)$$

где v – путевая скорость; λ – длина волны РЛС. Более точная зависимость f от α учитывает ускорение [6]

$$f = 2v \cos \alpha / \lambda - 2v^2 t \sin^2 \alpha / (r \lambda).$$

Коническая поверхность постоянного угла α (частоты f) пересекает сферическую поверхность уровня дальности, ограниченную конической поверхностью ДНА, по линии окружности, каковой и является линия ДЭР. Центр данной окружности лежит на оси прямого кругового конуса постоянного значения угла α . По этой же оси направлен вектор \mathbf{v} путевой скорости. В самолетной системе координат положительная полуось OX совмещается с вектором скорости \mathbf{v} . Тогда линия ДЭР (линия окружности) без искажения проецируется на плоскость YOZ . Уравнение окружности с центром в начале координат и радиусом R в плоскости YOZ имеет вид

$$y^2 + z^2 = R^2. \quad (15)$$

Связь прямоугольных (y, z) и сферических (r, φ, θ) координат произвольной точки, лежащей на окружности, устанавливается обычным образом:

$$y = r \sin \varphi \cdot \cos \theta; \quad z = r \sin \theta; \quad R = r \sin \alpha, \quad (16)$$

где θ отсчитывается от горизонтальной плоскости XOY по часовой стрелке.

После подстановки (16) в (15) получается уравнение линии ДЭР:

$$\sin^2 \varphi \cdot \cos^2 \theta + \sin^2 \theta = \sin^2 \alpha \Leftrightarrow (1 - \cos^2 \varphi) \cos^2 \theta + \sin^2 \theta = \sin^2 \alpha \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \cos^2 \varphi \cdot \cos^2 \theta = \cos^2 \alpha \Rightarrow$$

$$\cos \varphi \cdot \cos \theta = \cos \alpha, \quad (17)$$

где угол места θ при наблюдении за поверхностью отсчитывается по часовой стрелке от горизонтальной плоскости XOY , причем диапазоны возможных значений θ и φ определены размерами ДНА.

Уравнение (17) линии ДЭР связывает угловые координаты азимута φ и угла места θ точки в пространстве, принадлежащей линии ДЭР, с косинусом угла α , зависящим от доплеровской частоты f в соответствии с (14), и используется при формировании трехмерного РЛИ следующим образом.

1. При данном положении ДНА отраженный сигнал $S(t)$ принимается элементами Q -антенной решетки и в каждом q -м канале (перейдем для удобства к нумерации с одной переменной q) селектируется в i -х элементах разрешения по дальности: $S_q(i)$, $i=1, I$, где I – число таких элементов.

2. В каждом i -м элементе дальности и q -м канале сигнал $S_q(i)$ селектируется по частоте f_j в j -х узкополосных фильтрах: $S_q(i, j)$, $j=1, J$.

3. Последовательность j -х элементов разрешения по частоте ставится в соответствие последовательности j -х элементов разрешения по углу α_j , и на основе (14) вычисляется $\cos \alpha_j$.

4. Определяется комплексная амплитуда (огибающая) $\dot{y}_q(i, j)$ сигнала $S_q(i, j)$, выделенного в i -м элементе дальности и j -м фильтре доплеровских частот q -го канала, и модуль комплексной амплитуды $U_q(i, j) = |\dot{y}_q(i, j)|$.

5. Для j -х фильтров и q -х каналов (число таких каналов $Q_1 < Q$), где модуль $U_q(i, j)$ превышает порог обнаружения (соответствует отражению от одного или большего числа элементов поверхности или высотных объектов), по совокупности q -х сигналов $\dot{y}_q(i, j)$ измеряется первая угловая координата (азимут φ или угол места θ) каждого точечного отражателя, находящегося на линии i, j -го ДЭР в самолетной системе координат, а вторая координата для известного косинуса угла α_j вычисляется на основе уравнения (17) линии ДЭР по одной из формул:

$$\theta = \arccos(\cos \alpha_j / \cos \varphi); \quad \varphi = \arccos(\cos \alpha_j / \cos \theta), \quad (18)$$

причем первая формула в (18) выбирается в том случае, если взятый по модулю угловой коэффициент касательной θ'_φ , проведенной к линии ДЭР, меньше 1: $|\theta'_\varphi| < 1$. В противном случае выбирается вторая формула.

6. Коэффициент θ'_φ вычисляется заранее взятием производной от θ по φ :

$$\theta'_\varphi = -\cos \alpha_j \cdot \tan \varphi / \sqrt{\cos^2 \varphi - \cos^2 \alpha_j},$$

хотя его можно рассчитать только для угловых координат α, φ центра ДНА, так как в пределах узкой ДНА (например, $1,0 \times 1,5^\circ$) линии ДЭР наклонены примерно под одним и тем же углом и θ'_φ слабо зависит от α и φ .

7. Измеренное значение азимута φ округляется до ближайшего j_1 -го элемента дискретизации азимута, усредненное по совокупности $U_q(i, j)$ среднее по q значение амплитуды запоминается в матрице $A(i, j_1)$ в целочисленных координатах дальности и азимута, а значение угла места θ – в матрице $\Theta(i, j_1)$. Незаполненным элементам дискретизации присваивается нулевое значение амплитуды. Если изображение формируется в координатах дальность–доплеровская частота, то элементами дискретизации являются элементы разрешения $i = i_1, j = j_1$.

8. Операции 1–7 повторяются для всех значений i, j и положений ДНА. В результате определяются угловые координаты всех точечных отражателей на

линиях ДЭР в зоне обзора РЛС и формируется трехмерное изображение поверхности в виде двумерных матриц A и Θ .

9. Для удобства индикации матрицы A и Θ пересчитываются в матрицу амплитуд $A(i_1, j_1)$ и матрицу координаты Z (высоты) $Z(i_1, j_1)$ в элементах дискретизации x_i, y_j прямоугольной системы координат. Возможна многозначность измерения θ или z (для высотных объектов), поэтому в элементах дискретизации матриц θ и z запоминается наибольшее значение θ и z .

10. Полученные трехмерные изображения в виде матрицы амплитуд $A(t_n, i_1, j_1)$ и матрицы третьей координаты (высоты) $Z(t_n, i_1, j_1)$ в последовательности моментов времени t_n обзора подвергаются пространственно-временной обработке [2] с целью повышения качества изображения.

Измерение угловых координат методом восстановления изображений. В существующих многоканальных методах измерения угловых координат N объектов, не разрешимых по дальности и радиальной скорости (доплеровской частоте) в пространственно-временной или частотной области, предполагается число объектов N известным, что затрудняет реализацию этих методов. Предлагается альтернативный подход, основанный на восстановлении амплитудного изображения неизвестного (произвольного) числа объектов N , расположенных на линии ДЭР.

Пусть в i -м элементе дальности в j -м фильтре доплеровских частот нескольких q -х приемных каналов (общим числом $Q_1 \leq Q$) измерены комплексные амплитуды сигналов $\dot{y}_q(i, j)$, отраженных от неизвестного числа точечных объектов, расположенных на j -й линии ДЭР, модули $U_q(i, j)$ которых превысили порог обнаружения. Модель измерений имеет вид

$$\dot{y}_q(i, j) = \sum_{k=1}^K \dot{a}_q(\varphi_k - \varphi_q^0, \theta_k - \theta_q^0) \dot{x}(i, j, k) + \dot{p}_q(i, j), \quad q = \overline{1, Q_1}, \quad (19)$$

где суммирование ведется в области пересечения q -х ДНА по k -м элементам дискретизации азимута φ_k или угла места θ_k , связанным между собой уравнением (17) линии ДЭР:

$$\cos \varphi_k \cdot \cos \theta_k = \cos \alpha_j;$$

$\dot{a}_q(\varphi_k - \varphi_q^0, \theta_k - \theta_q^0)$ – комплексные коэффициенты ДНА q -го канала, взятые в координатах φ_k, θ_k k -го элемента дискретизации относительно центра $(\varphi_q^0, \theta_q^0)$ q -й ДНА в системе координат носителя; $\dot{x}(i, j, k)$ – искомые комплексные амплитуды поля отражения в k -х элементах дискретизации на линии ДЭР; $\dot{p}_q(i, j)$ – комплексная помеха типа белого шума.

Совокупность q -х измерений (19) при фиксированных i, j описывается векторно-матричной моделью, аналогичной (2):

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{P},$$

где \mathbf{Y} – Q_1 -вектор измерений $\dot{s}_q(i, j)$; \mathbf{A} – $Q_1 \times K$ -матрица коэффициентов ДНА $\dot{a}_q(\varphi_k, \theta_k)$ ленточного типа; \mathbf{X} – K -вектор искоемых комплексных амплитуд $\dot{x}(i, j, k)$; \mathbf{P} – Q_1 -вектор помех $\dot{p}_q(i, j)$.

Решается задача нахождения оптимальных МНК-оценок \mathbf{X} в смысле (3):

$$F = [(\mathbf{Y} - \mathbf{A}\mathbf{X})^{*T}(\mathbf{Y} - \mathbf{A}\mathbf{X})] \rightarrow \min_{\mathbf{X}},$$

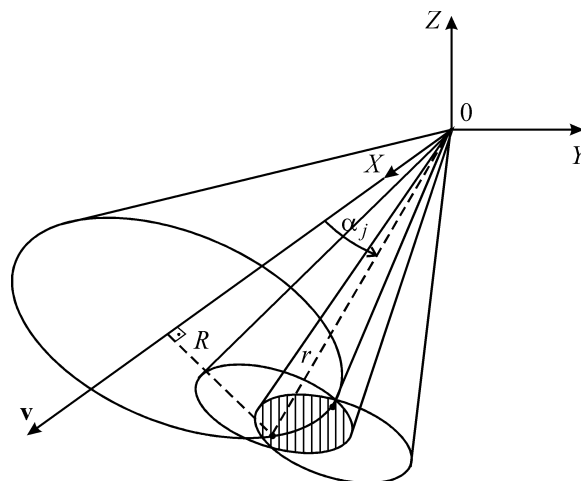


Рис. 5

при этом МНК-оценки имеют стандартный вид (4):

$$\hat{\mathbf{X}} = (A^{*T}A + \delta E)^{-1} A^{*T} \mathbf{Y} = H\mathbf{Y}, \quad (20)$$

где H – матрица комплексных весовых коэффициентов, вычисляемая заранее. Точность оценивания элементов $x(i, j, k)$ вектора $\hat{\mathbf{X}}$ по формуле (20) осуществляется аналогично (13):

$$\sigma^2[\Delta \hat{x}] = \sigma_p^2 \text{tr}[(A^{*T}A)^{-1}] / K.$$

Для иллюстрации метода на рис. 5 показаны конус постоянного угла α_j и два конуса ДНА (случай $Q = 2$). В области пересечения двух ДНА на линии ДЭР угла α_j в одном элементе разрешения дальности расположены два точечных объекта, угловые координаты которых находятся данным методом.

Точность и быстродействие измерения угловых координат. Исследование точности [5] показывает, что абсолютная погрешность измерения азимута в рассмотренном алгоритме, связанная с точностью оценивания комплексных амплитуд (20), при определенных значениях отношения сигнал/шум и числе измерительных каналов $Q > K$ может быть в K раз меньше ширины ДНА на уровне 0,5 мощности, т. е. определяется шагом дискретизации по k . Так как из (18) следует, что предельная абсолютная погрешность Δ_θ измерения угла места θ связана с погрешностью Δ_φ измерения азимута φ линейной зависимостью $\Delta_\theta = |\theta'_\varphi| \Delta_\varphi$, то при $|\theta'_\varphi| < 1$ появляется эффект повышения точности определения угла места по сравнению с точностью измерения азимута. При $|\theta'_\varphi| = 0,3-0,5$, что соответствует определенным значениям α и φ , точность измерения θ будет в 2–3 раза выше точности измерения φ .

При формировании трехмерного РЛИ высота Z поверхности или объекта на поверхности вычисляется по формуле

$$Z = h - r \sin \theta,$$

где h – высота полета носителя; r и θ – наклонная дальность и угол места точки, лежащей на линии ДЭР, при измеренных значениях φ и θ .

Абсолютная погрешность $\Delta_z = \Delta_h + R \cos \theta \Delta_\theta$ измерения высоты уменьшается соответственно уменьшению Δ_θ . Выбор значений θ'_φ определяется характером поверхности и положением ДНА. Для ровной горизонтальной поверхности (например, взлетно-посадочного поля) θ'_φ может быть меньше 0,3.

На вычисление оценок (20) в i, j -м элементе разрешения дальности и доплеровской частоты затрачивается примерно QK операций сложения и умножения на весовые коэффициенты. На поиск точек максимума уходит в простейшем случае K операций сравнения. По совокупности i, j -х элементов разрешения ($i=1, I, j=1, J$) на определение угловых координат объектов в зоне видимости РЛС при одном положении антенны (ДНА) затрачивается в основном IJK обобщенных операций.

Заключение. Предложенные в данной работе методы формирования изображений отличаются от известных тем, что они основаны на матричных моделях, позволяющих повысить быстродействие алгоритмов восстановления, а также соединяют в себе два подхода: оптимальное восстановление полей отражения и определение координат доплеровских элементов разрешения, чем достигается эффект повышения разрешающей способности по угловым координатам. Полученное на их основе трехмерное изображение дает возможность наблюдать поверхность и высотные объекты, что повышает безопасность маловысотных полетов в условиях отсутствия оптической видимости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Клочко В. К.** Методика определения координат доплеровских элементов разрешения при получении трехмерных изображений поверхности // *Автометрия*. 2002. **38**, № 6. С. 12–20.
2. **Клочко В. К.** Пространственно-временная обработка информации при получении трехмерных изображений поверхности // *Радиотехника*. 2004. № 6. С. 3–11.
3. **Клочко В. К.** Методы оптимального восстановления радиолокационных изображений поверхности // *Автометрия*. 2005. **41**, № 6. С. 62–73.
4. **Монзинго Р. А., Миллер Т. У.** Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
5. **Клочко В. К.** Восстановление радиоизображений на базе многоканальной РЛС // *Изв. вузов России. Сер. Радиоэлектроника*. 2007. Вып. 4. С. 51–61.
6. **Кондратенков Г. С., Фролов А. Ю.** Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: Уч. пособие для вузов /Под ред. Г. С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.

Поступила в редакцию 24 марта 2008 г.