

УДК 621.319.26

ВОССТАНОВЛЕНИЕ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СКАНИРУЮЩИХ РЛС

Клочко В.К., д.т.н., профессор Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: VM@RGRTA.RYAZAN.RU, KlochkoVK@mail.ru

Ключевые слова: радиоизображение, восстановление, метод, радиолокация, зона обзора, сканирование, диаграмма направленности.

Введение

При получении изображений наземных или воздушных объектов в системах активной или пассивной локации на базе РЛС миллиметрового диапазона осуществляется построчное сканирование зоны обзора. После прохождения тракта первичной обработки принятые сигналы переводятся в двумерное амплитудное радиоизображение (РИ). Однако четкость РИ и точность определения угловых координат объектов на РИ ограничены шириной диаграммы направленности (ДН) антенны. Повышение разрешающей способности РИ достигается на основе их алгоритмической обработки с привлечением оптимальных методов решения обратной задачи восстановления изображений, например [1-2]. Однако проблема повышения точности и быстродействия алгоритмов восстановления по-прежнему остается актуальной.

Цель данной работы – разработка методов восстановления РИ в многоканальных сканирующих РЛС, позволяющих повысить точность и скорость восстановления за счет увеличения числа измерительных каналов и выполнения операций в матричной форме.

Матричная модель измерений и метод восстановления РИ

Многоканальная антенная система РЛС, представляющая QxK-прямоугольную решетку (матрицу) приемных элементов, сканирует зону обзора, смещаясь построчно по азимуту (по j) и углу места (по i) на заданное число элементов дискретизации. Ширина ДН каждого приемного элемента антенны на уровне 0,5 мощности составляет $N=2n+1$ элементов дискретизации по азимуту и $M=2m+1$ элементов по углу места. Восстановление РИ осуществляется в процессе сканирования.

При i, j -м положении антенны модель комплексной огибающей $\dot{S}_{qk}(t, i, j)$ отраженного сигнала, отселектированного на промежутке времени $[t, t + \Delta t]$, соответствующем элементу разрешения (или диапозону) дальности на выходе фильтров низких частот квадратурных каналов фазового детектирования q, k -го приемного канала имеет вид (например, [3, с. 13-14]):

$$\dot{S}_{qk}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \dot{g}_{qk}(i_1, j_1) \cdot \dot{u}_{qk}(t, i+i_1, j+j_1) + \dot{p}_{qk}(t, i, j), \quad (1)$$

$q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K}, i = \overline{1, I}, j = \overline{1, J}.$

Предложены методы восстановления радиоизображений в сканирующих РЛС, позволяющие повысить точность и скорость восстановления за счет увеличения числа измерительных каналов и выполнения операций в матричной форме.

Здесь: $\dot{S}_{qk}(t, i, j) = S_{qk}(t, i, j)e^{-i\psi_{qk}(t, i, j)}$ – сигнал в

квадратурных каналах фазового детектирования с измеряемыми амплитудой $S_{qk}(t, i, j)$ и фазой $\psi_{qk}(t, i, j)$, где символ i в показателе степени обозначает также мнимую единицу; $\dot{g}_{qk}(i, j) = a_{qk}(i, j)e^{i\theta_{qk}(i, j)}$ – нормированные комплексные коэффициенты ДН q, k -го канала; $\dot{u}_{qk}(t, i, j) = U(t, i, j)e^{-i[\varphi(t, i, j) + \gamma_{qk}(t, j)]}$ – полезная составляющая сигнала с амплитудой $U(t, i, j)$, несущей информацию о поле отражения, и случайной фазой $\varphi(t, i, j) = \varphi_0(t, i, j) + \varepsilon(t, i, j)$, которая разделяется на составляющую φ_0 , связанную с отражением сигнала от объекта или поверхности, и случайную составляющую ε , равномерно распределенную на промежутке времени селекции по дальности; $\gamma_{qk}(i, j)$ – известный фазовый сдвиг при приеме отраженного сигнала с i, j -го углового направления q, k -м приемным элементом по отношению к фазовому центру антенной системы; $\dot{p}_{qk}(t, i, j) = \xi_{qk}(t, i, j) + i\eta_{qk}(t, i, j)$ – помеха или ошибки измерения типа комплексного белого шума, действительная и мнимая часть которого распределены по нормальному закону: $\xi, \eta \in N(0, \sigma_p^2)$.

Воспользуемся свойством коэффициентов ДН, позволяющим аппроксимировать их функциями с разделенными переменными:

$$\dot{g}_{qk}(i, j) = \dot{\alpha}_q(i) \cdot \dot{\beta}_k(j), \quad (2)$$

где $\dot{\alpha}_q(i) = a_q(i)e^{i\theta'_q(i)}$, $\dot{\beta}_k(j) = b_k(j)e^{i\theta''_k(j)}$,

причем $\theta_{qk}(i, j) = \theta'_q(i) + \theta''_k(j)$, $\gamma_{qk}(i, j) = \gamma'_q(i) + \gamma''_k(j)$.

С учетом свойства (2) модель (1) приводится к виду

$$\dot{S}_{qk}(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \dot{\alpha}_q(i_1) \sum_{j_1=-n}^n \dot{x}(t, i+i_1, j+j_1) \cdot \dot{b}_k(j_1) + \dot{p}_{qk}(t, i, j), \quad (3)$$

где $\dot{\alpha}_q(i) = a_q(i)e^{i[\theta'_q(i) - \gamma'_q(i)]}$, $\dot{b}_k(j) = b_k(j)e^{i[\theta''_k(j) - \gamma''_k(j)]}$,

$$\dot{x}(t, i, j) = U(t, i, j)e^{-i\varphi(t, i, j)},$$

$\dot{x}(t, i, j)$ – комплексный сигнал, подлежащий оцениванию, модулем которого является амплитуда сигнала отражения $U(t, i, j)$.

Совокупность q, k -х измерений (3), $q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K}$, полученных в QK каналах при i, j -м положении антенны, представляется в матричной форме:

$$Y(i, j) = A \cdot X(i, j) \cdot B + P(i, j) \Rightarrow Y = A \cdot X \cdot B + P, \quad (4)$$

где Y – QxK-матрица q, k -х измерений $\dot{s}_{qk}(t, i, j)$, расположенных в q -х строках и k -х столбцах; A – QxM-матрица q, i_1 -х коэффициентов ДН $\dot{a}_q(i_1)$; X – MxN-матрица i_1, j_1 -х искомым параметров поля отражения $\dot{x}(t, i + i_1, j + j_1)$; B – NxK-матрица j_1, k -х коэффициентов ДН $\dot{b}_k(j_1)$; P – QxK-матрица q, k -х помех $\dot{p}_{qk}(t, i, j)$.

З а д а ч а с позиции модели (4) заключается в поиске наилучших в определенном смысле оценок элементов \hat{X} матрицы X , модуль которых дает оценки искомым амплитуд $U(t, i + i_1, j + j_1)$ поля отражения в i_1, j_1 -х элементах дискретизации. Совокупность таких амплитуд по $i_1 = -m, m, j_1 = -n, n$ для фиксированного момента времени t и фиксированного i, j -го положения антенны представляет амплитудное изображение наземной или воздушной обстановки с повышенным разрешением по угловым координатам в пределах ДН в данном элементе (диапазоне) дальности.

Оптимальные оценки \hat{X} при отсутствии статистической информации относительно X и P обычно находят методом наименьших квадратов (МНК).

Поиск \hat{X} искомой матрицы X подчиним условию, аналогичному МНК:

$$\begin{aligned} \text{tr}[F(\hat{X})] &= \text{tr}[(Y - A\hat{X}B)^{*T} \cdot (Y - A\hat{X}B)] = \text{tr}[(Y - \hat{Y})^{*T} \cdot (Y - \hat{Y})] = \\ &= \text{tr}[\Delta Y^{*T} \cdot \Delta Y] \rightarrow \min_{\hat{X}}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $\text{tr}[F]$ – след матрицы F ; $F = F(\Delta \hat{Y}(\hat{X}))$ – KxK-матричная сложная функция \hat{X} . Матрица $\Delta Y = Y - \hat{Y}$, зависящая от \hat{X} , представляет отклонения измерений Y относительно оценок измерений $\hat{Y} = A\hat{X}B$, восстановленных на основе \hat{X} . След матрицы F равен сумме квадратов отклонения измерений всех каналов от их восстановленных значений.

Градиент следа матрицы F найдется по правилам матричного дифференцирования от функций матриц [4, с. 417]:

$$\begin{aligned} \text{grad tr}[F(X)] &= \frac{d}{dX} \text{tr}[(Y - AXB)^{*T} (Y - AXB)] = \\ &= \frac{d}{dX} \text{tr}[Y^{*T} Y - B^{*T} X^{*T} A^{*T} Y - Y^{*T} AXB + B^{*T} X^{*T} A^{*T} AXB] = \\ &= -2A^{*T} Y B^{*T} + 2A^{*T} A X B B^{*T}. \end{aligned}$$

Из условия $\text{grad tr}[F(X)] = O$, где O – нулевая матрица, следует:

$$\begin{aligned} A^{*T} A X B B^{*T} &= A^{*T} Y B^{*T} = \\ \hat{X} &= (A^{*T} A)^{-1} A^{*T} \cdot Y \cdot B^{*T} (B B^{*T})^{-1}. \end{aligned} \quad (6)$$

Общая матричная форма вычисления оценок \hat{X} имеет вид:

$$\hat{X} = H_A \cdot Y \cdot H_B = (H_A \cdot Y) \cdot H_B = H_A \cdot (Y \cdot H_B),$$

где H_A и H_B – матрицы комплексных весовых коэффициентов, которые, как правило, вычисляются заранее. При обращении матриц используется комплексный параметр регуляризации δ (например, [1, с.55]):

$$H_A = (A^{*T} A + \delta \cdot E)^{-1} A^{*T}, \quad H_B = B^{*T} (B B^{*T} + \delta \cdot E)^{-1}.$$

Рассмотрим следующий алгоритм двухэтапного восстановления РИ.

1 этап. Модель измерений $Y = A \cdot Z + P \Rightarrow$ оценки:

$$\hat{Z} = H_A \cdot Y \Rightarrow \hat{Z}^{*T}, \quad (7)$$

2 этап. Модель измерений $\hat{Z} = X \cdot B + W$, W – матрица ошибок оценивания Z , $=$ оценки:

$$\hat{X}^{*T} = H_B^{*T} \cdot \hat{Z}^{*T} \Rightarrow \hat{X} = (\hat{X}^{*T})^{*T}. \quad (8)$$

Матричная модель при малом числе измерительных каналов

При малом числе измерительных каналов для увеличения числа измерений, необходимых для решения обратной задачи восстановления РИ, применяется поэлементное сканирование антенны со смещением по азимуту (по j) и углу места (по i) на величину элемента дискретизации [2]. Рассмотрим случай, когда обработка данных ведется по результатам поэлементного сканирования всей зоны обзора РЛС. Точность оценивания матрицы X при этом заметно снижается по сравнению с многоканальной системой из-за увеличения дисперсии помех σ_p^2 . Это объясняется тем, что при изменении i, j -го положения антенны в модели (1) меняется значение неизвестной комплексной величины $\dot{u}_{qk}(t, i, j) = U(t, i, j) e^{-i[\varphi(t, i, j) + \gamma_{qk}(i, j)]}$ за счет изменения случайной составляющей фазы $\varphi(t, i, j)$, при этом изменение амплитуды $U(t, i, j)$ на малом промежутке времени можно считать незначительным. Флуктуация фазы $\varphi(t, i, j)$ приводит к флуктуации на множестве i, j -х положений антенны полезной составляющей $\dot{x}(t, i, j) = U(t, i, j) e^{-i\varphi(t, i, j)}$ в модели (3), что не позволяет использовать алгоритмы МНК (6) – (8) в комплексной форме для нахождения амплитуды $U(t, i, j)$. Поэтому после фазового детектирования применяется амплитудное детектирование, т.е. берется модуль измеряемого сигнала $|\dot{s}_{qk}(t, i, j)| = S_{qk}(t, i, j)$ или его квадрат $|\dot{s}_{qk}(t, i, j)|^2 = S_{qk}^2(t, i, j)$. При этом модель измерений в случае разделения коэффициентов ДН (2) принимает вид

$$\begin{aligned} S_{qk}^2(t, i, j) &= \sum_{i_1=-m}^m a_q^2(i_1) \sum_{j_1=-n}^n U^2(t, i + i_1, j + j_1) b_k^2(j_1) + \\ &+ \chi_{qk}^2(t, i, j) + w_{qk}(t, i, j) \end{aligned} \quad (9)$$

где $\chi_{qk}^2(t, i, j)$ и $w_{qk}(t, i, j)$ – случайные составляющие помехи: квадратичная с ненулевым средним и центрированная, зависящие от $U(t, i, j)$. При этом дисперсия помехи в (9) существенно больше, чем σ_p^2 в модели (3). Для усреднения случайных составляющих в (9) сигналы после амплитудного детектирования некогерентно накапливаются, что приводит к повышению отношения сигнал-шум. Для центрирования оставшейся помехи осуществляется смещение усредненного сигнала $\bar{S}_{qk}^2(t, i, j)$ на величину среднего значения квадратичной составляющей помехи $\bar{\chi}_{qk}^2(t, i, j)$. В результате по совокупности всех i, j -х и q, k -х усредненных измерений модель (9) приводится к матричной форме:

$$Y_{qk} = A_q \cdot X \cdot B_k + P_{qk}, \quad q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K}, \quad (10)$$

где $Y_{qk} = (\bar{S}_{qk}^2(t, i, j), i = \overline{1, I}, j = \overline{1, J})$ – IxJ-матрица i, j -х усредненных измерений q, k -го канала; $A_q = (a_q(i))$ – Ix(I+2m)-матрица ленточного типа коэффициентов

ДН q -го канала по строке: $\alpha_q(i) = a_q^2(i)$; $X = (U^2(t, i, j)) - (I+2m) \times (J+2n)$ -матрица искомым параметров поля отражения; $B_k = (\beta_k(j)) - (J+2n) \times J$ -матрица ленточного типа коэффициентов ДН k -го канала по столбцу: $\beta_k(j) = b_k^2(j)$; $P_{qk} = (p_{qk}(i, j)) - I \times J$ -матрица i, j -х центрированных помех q, k -го канала с дисперсией σ_p^2 , большей чем в (4). Ниже показан пример матриц A_q и B_k , где нижние индексы дают соответственно значения i и j .

$$A_q = \begin{bmatrix} \alpha_{-m} & \dots & \alpha_m & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_{-m} & \dots & \alpha_m & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \alpha_{-m} & \dots & \alpha_m \end{bmatrix}, B_k = \begin{bmatrix} \beta_{-n} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \beta_{-n} & \dots & 0 \\ \beta_n & \dots & \dots & \beta_n \\ 0 & \beta_n & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \beta_n \end{bmatrix}$$

Совокупность q, k -х матриц (10) помещается в блочные матрицы:

$$Y = A \cdot X \cdot B + P \Leftrightarrow \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1K} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y_{Q1} & Y_{Q2} & \dots & Y_{QK} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ \dots \\ A_Q \end{bmatrix} \cdot X \cdot \begin{bmatrix} B_1 & B_2 & \dots & B_K \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1K} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2K} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{Q1} & P_{Q2} & \dots & P_{QK} \end{bmatrix}$$

Для модели (11) вывод оптимальных оценок аналогичен (5) - (6):

$$\hat{X} = (A^T A)^{-1} A^T \cdot Y \cdot B^T (B B^T)^{-1} \Leftrightarrow (12)$$

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

где $A^T A = A_1^T A_1 + A_2^T A_2 + \dots + A_Q^T A_Q$,

$$B B^T = B_1 B_1^T + B_2 B_2^T + \dots + B_K B_K^T.$$

Вычислительные аспекты

Быстродействие алгоритмов (7) - (8) для модели (4) при фиксированном положении $Q \times K$ -антенны с $M \times N$ -диаграммами приемных элементов, а также (12) для модели (11) со сканированием $I \times J$ -зоны обзора оценивалось подсчетом количества операция умножения при выполнении следующих подготовительных операций: формирование матриц $A^* T A$, $A^T A$; нахождение обратных матриц $(A^* T A)^{-1}$, $(A^T A)^{-1}$ - за основу подсчета взят метод Гаусса-Жордана; вычисление матриц весовых коэффициентов $H = (A^* T A)^{-1} A^* T$,

$H = (A^T A)^{-1} A^T$, H_A и H_B . Отдельно подсчитывалось количество рабочих операций умножения при вычислении оценок $\hat{X} = H \cdot \bar{Y}$, $\hat{X} = H \cdot Y$. Для наглядности принималось: $M=N=Q=K$, $I=J$, $I \gg m$, $J \gg n$. Данные представлены в таблице 1.

Для сравнения рассматривался векторный аналог модели (4):

$$\bar{Y}(i, j) = A \cdot \bar{X}(i, j) + \bar{P}(i, j) = \hat{\bar{X}}(i, j) = H \cdot \bar{Y}(i, j) \quad (13)$$

где $\bar{Y} = (\bar{s}_{qk}(t, i, j), q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K})$ - QK -вектор-столбец комплексных измерений (3), взятых по совокупности q, k при i, j -м положении антенны; $A = (a_{qk}(i, j)) - QK \times MN$ -матрица комплексных коэффициентов ДН; $\bar{X} = (\bar{x}(t, i, j), i = \overline{-m, m}, j = \overline{-n, n})$ - MN -вектор-столбец искомым комплексных параметров поля отражения; $\bar{P} = (\bar{p}_{qk}(t, i, j)) - QK$ -вектор-столбец комплексных помех; $H = (A^* T A)^{-1} A^* T$, а также векторный аналог модели (11):

$$\bar{Y} = A \cdot \bar{X} + \bar{P} = \hat{\bar{X}} = H \cdot \bar{Y}, H = (A^T A)^{-1} A^T, \quad (14)$$

где $\bar{Y} = (\bar{S}_{qk}^2(t, i, j), i = \overline{1, I}, j = \overline{1, J}, q = \overline{1, Q}, k = \overline{1, K})$ -

$IJQK$ -вектор-столбец усредненных измерений (9); $A = (a_{qk}(i, j)) - IJQK \times (I+2m)(J+2n)$ -матрица коэффициентов ДН сложной многоленточной структуры; $\bar{X} = (U^2(t, i, j), i = \overline{-m, I+m}, j = \overline{-n, J+n}) - (I+2m)(J+2n)$ -вектор-столбец неизвестных параметров, подлежащих оцениванию; $\bar{P} = (p_{qk}(t, i, j)) - IJQK$ -вектор-столбец центрированных помех. Ниже показан пример одного блока матрицы A (для одного канала), где нижние индексы дают значения i, j .

Данные по числу операций для векторных МНК-алгоритмов [5] на основе моделей (13), (14) представлены в таблице 2. Результаты показывают значительное преимущество матричных моделей по быстродействию в сравнении с векторными моделями в подготовительных операциях вычисления H : в $N^3/2$ и $I^3 K^3/5$ раз. Выигрыш в рабочих операциях вычисления оценок составляет $N/2$ и I раз. Отсюда следует вывод, что матричные модели целесообразно использовать в адаптивных РЛС, где требуется менять коэффициенты ДН и пересчитывать матрицу A при вычислении H в реальном времени.

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_{-m-n} & \dots & \alpha_{-mn} & 0 & \dots & \alpha_{m-n} & \dots & \alpha_{mn} & 0 & \dots \\ 0 & \alpha_{-m-n} & \dots & \alpha_{-mn} & 0 & \dots & \alpha_{m-n} & \dots & \alpha_{mn} & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \alpha_{-m-n} & \dots & \alpha_{-mn} & 0 & \dots & \alpha_{m-n} & \dots & \alpha_{mn} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & \alpha_{-m-n} & \dots & \alpha_{-mn} & 0 & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \alpha_{-m-n} & \dots & \alpha_{-mn} & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}$$

Таблица 1

Модель	$A^T A$	$(A^T A)^{-1}$	$H = (A^T A)^{-1} A^T$	$\hat{X} = H \cdot Y$
Матричная (4)	$2N^3$	$N^3 + N^2 \approx N^3$	$5N^3 + 3N^2 \approx 5N^3$	$2N^3$
Матричная (12)	$2I^3 K$	$I^3 K + I^2 K \approx I^3 K$	$(5I^3 + 3I^2)K \approx 5I^3 K$	$I^3 (K^2 + K) \approx I^3 K^2$

Модель	$A^T A$	$(A^T A)^{-1}$	$H = (A^T A)^{-1} A^T$	$\hat{X} = H \cdot Y$
Векторная (13)	N^6	$(N^6 + N^4)/2 \approx N^6/2$	$2,5N^6 + 1,5N^4 \approx 2,5N^6$	N^4
Векторная (14)	$I^6 K^4$	$(I^6 + I^4)/2 \approx I^6/2$	$I^6(K^4 + K^2 + 1/2) + I^4/2 \approx I^6 K^4$	$I^4 K^2$

Результаты моделирования

Двухэтапная процедура восстановления РИ с аппроксимацией ДН функцией с разделенными переменными применима также для устранения смазываний двумерных изображений. На рис. 1 - 3 иллюстрируются: рис.1 – исходное РИ поверхности; рис.2 – сжатое РИ по строкам и столбцам в 7 раз – имитация сканирования 7x7-ДН зоны обзора со смещением на ширину ДНА; рис.3 – восстановленное РИ двухэтапным алгоритмом (7) - (8) по данным одного измерительного канала ($Q=1$, $K=1$) при поэлементном сканировании ДН зоны обзора. Размер матрицы РИ 150x150, максимальная амплитуда $x_{\max} = 250$. СКО помехи $s_p = 10$. Коэффициенты $\alpha(i,j)$ задавались экспоненциальной функцией с квадратичным показателем степени. Качество восстановленного РИ примерно сохраняется при ширине ДН 15x15, а детали на сжатых РИ размываются при ДН 3x3. В этом случае эффект устранения смазывания составляет 5 раз. При увеличении числа каналов ($Q>1$, $K>1$) точность оценивания и качество РИ заметно повышаются.



Рис.1

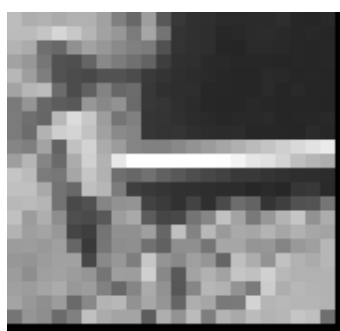


Рис.2



Рис.3

Заключение

В заключение отметим, что для бортовой РЛС задача восстановления РИ является динамической. Учет времени t осуществляется в соответствии с методикой пространственно-временной обработки РИ как в процессе сканирования РЛС, так и в последовательности кадров изображения [6].

Литература

1. Василенко Г.И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. М.: Радио и связь, 1986. 304 с.
2. Патент RU 2292060 С1. Способ наблюдения за воздушными объектами и поверхностью на базе бортовой РЛС / В.К. Ключко. МПК: G01S 13/02. Приоритет 28.06.2005. Оpubл.: 20.01. 2007. Бюл. № 2.
3. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин, Толстов Е.Ф. и др. Под ред. В.Т. Горяинова. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
4. Монзинго Р. А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
5. Ключко В.К. Восстановление радиоизображений на базе многоканальной РЛС // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 4.С. 51- 61.
6. Ключко В.К. Пространственно-временная обработка информации при получении трехмерных изображений поверхности // Радиотехника. 2004. № 6. С. 3 – 11.

RECONSTRUCTION OF IMAGES IN THE MULTI-CHANNELS SCANNING RLS

Klochko V.K.

The image reconstruction methods are offered and investigated for multi-channels scanning RLS. These methods permit to increase precision and velocity of reconstruction by increasing the number of measure channels and making operations in matrix form.