

УДК 621.396.962

Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса. I. Потенциальные возможности

В. В. Пискорж¹, В. М. Кирилук², А. П. Верещак¹

¹ Научно-дослідний інститут радіотехнічних вимірювань, Харків

² Научно-виробниче об'єднання «Метрологія», Харків

Надійшла до редакції 01.06.95

Определены потенциальные возможности (разрешающая способность и чувствительность) радиометрических систем с синтезированием апертуры и их связь с параметрами систем. Показано, что оптимизация обработки сигналов в радиометрических системах исследования природных ресурсов Земли позволяет существенно улучшить их характеристики.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время для дистанционного зондирования поверхности Земли из космоса широкое применение находят пассивные радиометрические системы, измеряющие распределение интенсивности радиотеплового излучения поверхности в различных участках спектра электромагнитного излучения. По этим данным удастся в глобальном масштабе определять температуру поверхности океана, его соленость, концентрацию и контуры ледяных полей, влажность почвы, а также ряд других параметров поверхности Земли и окружающей ее атмосферы. В отличие от датчиков оптического и ИК-диапазонов, радиометрические системы обеспечивают получение соответствующей информации независимо от состояния облачного покрова и времени суток. Более того, из-за значительного влияния влаги на условия распространения и естественного излучения волн радиодиапазона, а также из-за возможности их проникновения под поверхность земли информация от радиометрических систем

существенно дополняет данные систем оптического и ИК-зондирования.

Вместе с тем радиометрические системы уступают датчикам оптического и ИК-диапазонов по разрешающей способности. Последнее связано с ограниченными возможностями развертывания на орбите антенн необходимых размеров. Этот фактор, в частности, сдерживает создание радиометрических систем L-диапазона для измерения в глобальном масштабе влажности почвы, высокоэффективных пассивных систем ледовой разведки и т. п.

Весьма критичным параметром при радиометрии с низких околоземных орбит является также и чувствительность радиометрических систем. Это связано с тем, что из-за высоких скоростей движения космических аппаратов (около 7 км/с) для типовых радиометров не удастся обеспечить достаточно длительного накопления принимаемых сигналов. Более того, с увеличением разрешающей способности время накопления и, следовательно, чувствительность таких систем приходится уменьшать, поскольку уменьшается время нахождения

космического аппарата над соответствующим элементом разрешения.

Определенное улучшение разрешающей способности радиометрических систем дает использование в их составе в качестве приемных антенн разреженных антенных решеток с большими размерами, определяющими разрешающую способность системы, но малой физической площадью и, следовательно, весом (см. например, Le Vine, 1990). Такие антенны очень похожи на антенные системы современных многоэлементных радиотелескопов наземного базирования и состоят из сравнительно малого числа небольших элементов с широкими диаграммами направленности, при этом результирующая узкая диаграмма направленности формируется путем соответствующей обработки сигналов с выходов элементов решетки.

Вместе с тем с точки зрения статистической теории измерительных систем типовые радиометры далеко не полностью реализуют свои потенциальные возможности, которые определяются геометрией антенной решетки (числом и размещением элементов) и временем нахождения разрешаемого системой участка поверхности в пределах диаграммы направленности элемента решетки (Фалькович и др., 1989). Это время может на несколько порядков превышать длительность интервала накопления в типовом радиометре. Отметим, что обработка радиотепловых сигналов в этом случае должна выполняться с учетом взаимного перемещения приемной антенны и излучающей поверхности. Учет эффекта взаимного перемещения приемной антенны и излучающей поверхности при обработке радиотеплового излучения приводит к улучшению, как показано ниже, не только чувствительности, но и характеристик разрешения радиометрических систем рассматриваемого типа. Несмотря на то что указанный эффект уже свыше сорока лет успешно используется в радиоастрономии (апертурный синтез с использованием вращения Земли см., например, Swenson, Mathur, 1968), в радиометрических системах исследования Земли из космоса он в настоящее время не учитывается, что приводит к неполному использованию их возможностей.

В настоящей статье исследованы теоретически предельные возможности (чувствительность и разрешающая способность) радиометрических систем зондирования Земли из космоса.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис. 1 изображена излучающая поверхность S с элементом $\Delta S = \Delta x \Delta y$, параллельная плоскости

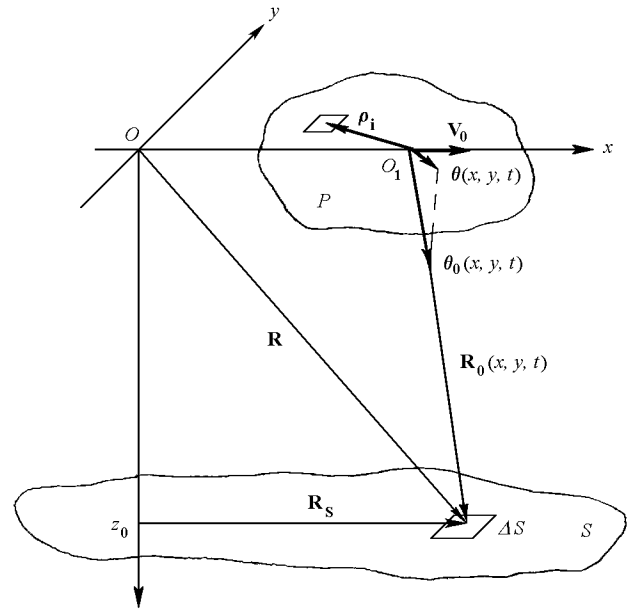


Рис. 1. К постановке задачи

xOy . В этой плоскости находится плоская решетка P из M идентичных приемных элементов, условный центр O_1 которой перемещается по оси x со скоростью V_0 . Положение i -го элемента решетки относительно ее центра O_1 задается вектором ρ_i . Координата излучающего элемента ΔS задана вектором \mathbf{R} ($\mathbf{R}_S = (x, y)$) в плоскости S . Положение центра O_1 антенной решетки относительно элемента ΔS определяется вектором $\mathbf{R}_0(t) = \mathbf{R} - \mathbf{V}_0 t$, а направление на ΔS — единичным вектором $\theta_0(x, y, t) = \mathbf{R}_0(x, y, t) / |\mathbf{R}_0(x, y, t)|$, или его проекцией $\theta(x, y, t) = (\theta_x(x, y, t), \theta_y(x, y, t))$ на плоскость решетки P . Очевидно, что

$$\theta(x, y, t) = \frac{\mathbf{R}_S - \mathbf{V}_0 t}{\sqrt{z_0^2 + y^2 + (x - V_0 t)^2}}, \quad (1)$$

$$\theta_x(x, y, t) = \frac{x - V_0 t}{\sqrt{z_0^2 + y^2 + (x - V_0 t)^2}}, \quad (2)$$

$$\theta_y(x, y, t) = \frac{y}{\sqrt{z_0^2 + y^2 + (x - V_0 t)^2}}. \quad (3)$$

Излучение поверхности S будем характеризовать спектрально-пространственной плотностью $A(x, y, f)$ комплексных амплитуд радиоизлучения в точке $\mathbf{R} = 0$, являющейся нормальным случайным

полем с нулевым средним и корреляционной функцией

$$\begin{aligned} \langle \dot{A}(x_1, y_1, f_1) \cdot \dot{A}^*(x_2, y_2, f_2) \rangle = \\ = B(x_1, y_1) \delta(x_1 - x_2) \delta(y_1 - y_2) \delta(f_1 - f_2). \end{aligned} \quad (4)$$

Функция $B(x, y)$ имеет смысл спектрально-пространственной плотности потока мощности (радиояркости) радиоизлучения поверхности S , величину которой в пределах полосы пропускания радиометрической системы $|f| \in (f_0 - F, f_0 + F)$ положим постоянной.

Сигнал $\dot{S}_i(t)$, принимаемый i -м элементом антенны от поверхности S , находящейся в дальней зоне, определяется соотношением

$$\begin{aligned} \dot{S}_i(t) = G_0 \int_{f-F_0}^{f+F_0} \int_S F(\theta(x, y, t)) \cdot \dot{A}(x, y, f) \times \\ \times \exp\left\{j 2\pi \left[ft + \frac{\rho_i \cdot \theta(x, y, t)}{\lambda_0}\right]\right\} df dx dy. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь $\lambda_0 = C/f_0$ — длина волны излучения, G_0 — коэффициент усиления элемента антенной решетки, $F(\theta)$ — срезающая функция, учитывающая влияние диаграммы направленности по полю элемента антенной решетки. Кроме того, в (5) использовано условие $2F/f_0 \ll \lambda_0/b_{\max}$ пространственно-временной узкополосности (b_{\max} — максимальное расстояние между элементами решетки), упрощающее последующее рассмотрение.

Прием сигналов $\dot{S}_i(t)$ осуществляется на фоне нормальных помех $\dot{n}_i(t)$, обусловленных фоновым излучением поверхности, а также пересчитанными на выход элемента решетки тепловыми шумами приемного устройства. При этом $\langle \dot{n}_i(t) \rangle = 0$, $i = 1, \dots, M$, а

$$\langle \dot{n}_i(t) \cdot \dot{n}_k^*(t_2) \rangle = N_0 \delta_{ik} \delta(t_1 - t_2), \quad (6)$$

$$\dot{U}_i(t) = \dot{S}_i(t) + \dot{n}_i(t), \quad i = 1, \dots, M. \quad (7)$$

Требуется по реализациям $\dot{U}_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ сформировать на интервале наблюдения $t \in T$ оценку $\hat{B}(x, y)$ распределения радиояркости излучения поверхности S и определить ее характеристики.

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ

Легко показать (Фалькович и др., 1989), что при выбранной модели полезных сигналов и помех оценка $\hat{B}(x, y)$ максимального правдоподобия ра-

диояркости $B(x, y)$ определяется соотношением

$$\begin{aligned} \hat{B}(x, y) = \int_T G\left(t - \frac{x}{V_0}\right) \times \\ \times \left| \sum_{i=1}^M \tilde{U}_i(t) \exp\left[-j 2\pi \left[ft + \frac{\rho_i \cdot \theta(x, y, t)}{\lambda_0}\right]\right] \right|^2 dt. \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь $\tilde{U}_i(t)$ — колебание $\dot{U}_i(t)$, прошедшее через идеальный полосовой фильтр с полосой пропускания $f \in (f_0 - F, f_0 + F)$, $G(t)$ — корректирующая функция (функция окна), ограничивающая совместно с диаграммой направленности элемента антенной решетки интервал обработки. Выбором функции $G(t)$, как будет показано ниже, можно влиять также на аппаратную функцию (функцию неопределенности) радиометрической системы и, следовательно, на ее разрешающую способность.

Содержанием пространственной обработки в (8) является фокусировка в течение интервала обработки антенной решетки в точку с координатами (x, y) , а временной — некогерентное накопление результатов пространственной обработки.

Под интегралом в (8) можно объединить слагаемые с симметричными индексами, при этом

$$\begin{aligned} \hat{B}(x, y) = \sum_{k=1}^M \sum_{i>k}^M 2 \operatorname{Re} \int_T G\left(t - \frac{x}{V_0}\right) \dot{U}_i(t) \cdot \dot{U}_k^*(t) \times \\ \times \exp\left[-j 2\pi \mathbf{b}_{ik} \theta(x, y, t)\right] dt, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\mathbf{b}_{ik} = -\frac{\rho_i - \rho_k}{\lambda_0}$ — вектор базы, соединяющий фазовые центры i -го и k -го элементов антенной решетки, выраженный в длинах волн принимаемого излучения.

Найдем статистические характеристики функции $\hat{B}(x, y)$ (выходного эффекта радиометрической системы). Для этого выделим его сигнальную $B_S(x, y)$ и помеховую $B_n(x, y)$ составляющие.

Итак,

$$\begin{aligned} B_S(x, y) = \sum_{i=k}^M \sum_{k=1}^M \int_T G\left(t - \frac{x}{V_0}\right) \dot{S}_i(t) \cdot \dot{S}_k^*(t) \times \\ \times \exp\left[-j 2\pi \mathbf{b}_{ik} \theta(x, y, t)\right] dt. \end{aligned} \quad (10)$$

Математическое ожидание случайной функции $B_S(x, y)$ с учетом (4) и (5) оказывается равным свертке радиояркости $B(x, y)$ с функцией неопределенности $\Psi(x_1, y_1, x, y)$ системы:

$$\langle B_S(x, y) \rangle = 2F \frac{1}{C} \int_S B(x_1, y_1) \Psi(x_1, y_1; x, y) dx_1 dy_1. \quad (11)$$

При этом функция неопределенности описывается соотношением

$$\Psi(x_1, y_1, x, y) = D \sum_{i, k} \int_T G\left(t - \frac{x}{V_0}\right) \times \exp[j 2\pi \mathbf{b}_{ik} [\theta(x_1, y_1, t) - \theta(x, y, t)]] dt, \quad (12)$$

$$D = [M^2 \int_T G(t) dt]^{-1} = \frac{1}{M^2 T_{\text{эф}} G_0 Q}.$$

Здесь $T_{\text{эф}}$ — эффективная длительность интервала обработки, Q — нормировочный коэффициент.

Функция неопределенности $\Psi(x_1, y_1, x, y)$ представляет собой нормированное изображение точечного излучателя с координатами x_1, y_1 : $B(x_1, y_1) = \delta(x - x_1) \cdot \delta(y - y_1)$ и в зоне обзора радиометрической системы должна иметь только один выброс (лепесток) с максимумом в точке x_1, y_1 . В противном случае формируемое изображение будет иметь значительные дифракционные искажения. Ширины δ_x и δ_y главного лепестка функции неопределенности по осям x и y характеризуют разрешающую способность системы.

Учитывая сказанное, выражение (11) можно представить следующим образом:

$$\langle B_S(x, y) \rangle \approx 2FT_{\text{эф}} \frac{G_0 Q M^2 \mathbf{B}(x, y) \delta_x \delta_y}{4\pi R^2(y)}, \quad (13)$$

где $\mathbf{B}(x, y)$ — усредненная на элементе разрешения радиояркость, а $R(y)$ — расстояние между точкой (x, y) и центром O_1 антенной решетки в момент $t = x/V_0$ прохождения антенной траверза этой точки.

Разрешающая способность радиометрической системы, характеризуемая произведением $\delta_x \delta_y$, может быть выражена через площадь $W_{\text{эф}}$ эквивалентной поверхности синтезируемой в процессе обработки апертуры:

$$\delta_x \delta_y = \frac{\lambda_0^2 \cdot R^2(y)}{W_{\text{эф}}}, \quad (14)$$

а коэффициент G_0 усиления элемента антенной решетки — через площадь $W_{0\text{эф}}$ его эффективной поверхности:

$$G_0 = 4\pi \cdot W_{0\text{эф}} / \lambda_0^2.$$

При этом

$$\langle B_S(x, y) \rangle = 2FT_{\text{эф}} Q M^2 \frac{W_{0\text{эф}}}{W_{\text{эф}}} \mathbf{B}(x, y). \quad (15)$$

Это значит, что математическое ожидание выходного эффекта радиометрической системы пропорционально распределению радиояркости излу-

чающей поверхности, сглаженному аппаратной функцией системы.

Учитывая малость отношения сигнал/шум на выходе одного элемента антенной решетки, в помеховой составляющей будем с достаточной для практики точностью учитывать только слагаемые, содержащие произведения $\dot{n}_i(t) \cdot \dot{n}_k^*(t)$, тогда

$$B_n(x, y) \approx \sum_{i=k}^M \sum_{k=1}^M \int_T G\left(t - \frac{x}{V_0}\right) \dot{n}_i(t) \cdot \dot{n}_k^*(t) \times \exp[-j 2\pi \mathbf{b}_{ik} \theta(x, y, t)] dt. \quad (16)$$

Нормальная случайная функция $B_n(x, y)$ имеет нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию, равную

$$\begin{aligned} & \langle B_n(x_1, y_1) \cdot B_n^*(x_2, y_2) \rangle = \\ & = \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n \int_T \int_T \langle \dot{n}_i(t_1) \dot{n}_k^*(t_1) \dot{n}_l^*(t_2) \dot{n}_n(t_2) \rangle \times \\ & \quad \times G\left(t_1 - \frac{x}{V_0}\right) G\left(t_2 - \frac{x}{V_0}\right) \times \\ & \times \exp[j 2\pi [\mathbf{b}_{ik} \theta(x_1, y_1, t_1) - \mathbf{b}_{ln} \theta(x_2, y_2, t_2)]] dt_1 dt_2 = \\ & = N_0^2 (2F)^2 \sum_i \sum_k \sum_l \sum_n \int_T \int_T [\delta_{il} \delta(t_1 - t_2) \cdot \delta_{kn}] \times \\ & \quad \times G\left(t_1 - \frac{x_1}{V_0}\right) G\left(t_2 - \frac{x_2}{V_0}\right) \times \\ & \times \exp[j 2\pi \mathbf{b}_{ik} [\theta(x_1, y_1, t_1) - \theta(x_2, y_2, t_2)]] dt_1 dt_2 = \\ & = N_0^2 (2F) T_{\text{эф}} \cdot Q^2 M \Psi_n(x_1, x_2; y_1, y_2), \quad (17) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \Psi_n(x_1, x_2; y_1, y_2) = \\ & = C \sum_i \sum_k \int_T G\left(t_1 - \frac{x_1}{V_0}\right) G\left(t_2 - \frac{x_2}{V_0}\right) \times \\ & \times \exp[j 2\pi \mathbf{b}_{ik} [\theta(x_1, y_1, t) - \theta(x_2, y_2, t)]] dt. \end{aligned}$$

Видно, что корреляционная функция помеховой составляющей близка по форме к функции неопределенности системы.

Отношение сигнал/шум μ на выходе радиометрической системы (Le Vine, 1990; Николаев, Перцов, 1964) принято характеризовать отношением математического ожидания сигнальной составляющей к среднему квадратичному значению помеховой, т. е.

$$\mu = \frac{\langle B_S(x, y) \rangle}{\sqrt{\langle B_n^2 \rangle}} = \frac{\mathbf{B}(x, y)}{N_0} \sqrt{2FT_{\text{эф}}} \cdot \frac{W_{0\text{эф}} M}{W_{\text{эф}}}. \quad (18)$$

**ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ**

Рассмотрим основные факторы, влияющие на форму функции неопределенности, приняв в (12) $x_1 = 0$, $x_2 = \Delta x$, $y_1 = y$, $y_2 = y + \Delta y$:

$$\begin{aligned} \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= C \sum_i \sum_k \int_T G(t) \times \\ &\times \exp\{j 2\pi [\mathbf{b}_{ik}(\theta(0, y, t) - \theta(\Delta x, y + \Delta y, t))]\} dt = \\ &= C \sum_i \sum_k \int_T G(t) \times \\ &\times \exp\left\{j 2\pi \mathbf{b}_{ik} \left[\frac{\mathbf{r} - \mathbf{V}_0 t}{|\mathbf{R}(y) - \mathbf{V}_0 t|} - \frac{\mathbf{r} + \Delta \mathbf{r} - \mathbf{V}_0 t}{|\mathbf{R}(y) + \Delta \mathbf{r} - \mathbf{V}_0 t|} \right] \right\} dt, \end{aligned} \quad (19)$$

где $\Delta \mathbf{r} = (\Delta x, \Delta y)$, $\mathbf{R}(y) = (0, y, z_0)$.

Для упрощения положим, что изменением $R_0(x, y, t)$ за счет $\Delta \mathbf{r}$ можно пренебречь, тогда

$$\begin{aligned} \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \\ &= C \sum_i \sum_k \int_T G(t) \exp\{-j 2\pi \mathbf{b}_{ik}(t) \Delta \mathbf{r} / R(y)\} dt. \end{aligned} \quad (20)$$

Здесь

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_{ik}(t) &= \frac{\mathbf{b}_{ik} \cdot \mathbf{R}(y)}{|\mathbf{R}(y) - \mathbf{V}_0(t)|} = \frac{\mathbf{b}_{ik}}{\sqrt{1 + (\gamma(y)t)^2}}, \quad (21) \\ \gamma(y) &= \frac{V_0}{R(y)}. \end{aligned}$$

Дальнейшее рассмотрение требует конкретизации функции $G(t)$. Вначале примем ее постоянной на интервале $t \in (-T, T)$ обработки, т. е.

$$G(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } |t| \leq T; \\ 0 & \text{при } |t| > T, \end{cases}$$

тогда

$$\begin{aligned} \Psi(0, \Delta x, y, y + \Delta y) &= \\ &= C \sum_i \sum_k \int_{-T}^T \exp\{-j 2\pi \mathbf{b}_{ik}(t) \Delta \mathbf{r} / R(y)\} dt. \end{aligned} \quad (22)$$

Найдем преобразование Фурье $F_{\Psi}(\omega)$ функции неопределенности $\omega = (u, v)$:

$$\begin{aligned} F_{\Psi}(\omega) &= \\ &= C \sum_i \sum_k \int_{-T}^T \int_{-\Omega}^{\Omega} \exp\left\{-j 2\pi [\mathbf{b}_{ik}(t) - \omega] \frac{\Delta \mathbf{r}}{R(y)}\right\} d \frac{\Delta \mathbf{r}}{R(y)} dt = \\ &= C \sum_i \sum_k \int_{-T}^T \delta[\mathbf{b}_{ik}(t) - \omega] dt = \end{aligned}$$

$$= 2 \frac{C}{\gamma(y)} \sum_i \sum_k \frac{b_{ik}^2 \Pi(b_{ik}(T), b_{ik}(0), \omega)}{\omega^2 \sqrt{b_{ik}^2 - \omega^2}} \Delta(1 \omega \mathbf{I}_{ik} - \omega \mathbf{I}). \quad (23)$$

Здесь символом Ω обозначена область определения функции неопределенности, а при вычислении последнего интеграла использовалась замена переменных

$$\begin{aligned} \frac{b_{ik}}{\sqrt{1 + (\gamma(y)t)^2}} &= \alpha, \quad dt = - \frac{b_{ik}^2 d\alpha}{\gamma(y) \alpha^2 \sqrt{b_{ik}^2 - \alpha^2}}, \\ b_{ik} &= |\mathbf{b}_{ik}|. \end{aligned}$$

В (23) символом $\Pi(x_1, x_2, x)$ обозначена срезающая функция, равная

$$\Pi(x_1, x_2, x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \in (x_1, x_2), \\ 0 & \text{при } x \notin (x_1, x_2), \end{cases}$$

а

$$\Delta(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x = 0, \\ 0 & \text{при } x \neq 0; \end{cases}$$

кроме того $\mathbf{I}_{ik} = \mathbf{b}_{ik} / |\mathbf{b}_{ik}|$ — единичный вектор, характеризующий направление базы \mathbf{b}_{ik} .

Функция $F_{\Psi}(\omega)$ в соответствии с (11) имеет смысл пространственной частотной характеристики (ПЧХ) радиометрической системы. Область ненулевых значений («полоса прозрачности») ПЧХ определяется геометрией антенной решетки и длительностью T интервала обработки. В частности, при $T \rightarrow 0$ $F_{\Psi}(\omega)$ переходит в ПЧХ неподвижной антенной решетки, определенной на счетном множестве точек $\omega = \mathbf{b}_{ik}$, $i, k = 1, \dots, M$ плоскости u, v . При увеличении T «покрытие» u, v -плоскости улучшается благодаря тому, что каждая точка $\omega = \mathbf{b}_{ik}$ «вытягивается» в направлении начала координат ($\omega = 0$) тем в большей степени, чем больше величины T и b_{ik} . Это означает, что за счет оптимизации обработки радиометрических сигналов на выходах перемещающейся антенной решетки фактически синтезируется из дискретного раскрыва квазинепрерывный, заполненный раскрыв. Причем, в отличие от синтезирования апертуры в активной локации, в данном случае, во-первых, синтезируется многомерный раскрыв и, во-вторых, геометрические размеры его не увеличиваются, — происходит только «заполнение» дискретного раскрыва (точнее, области u, v определения функции пространственной корреляции).

Форма ПЧХ определяется формой срезающей функции $G(t)$. Можно показать, что при

$$G(t) = \frac{b_{ik} \gamma(y) |t|}{[1 + (\gamma(y)t)^2]^{3/2}} \quad (24)$$

ПЧХ радиометрической системы будет равномерной в пределах своей области определения. Отметим здесь, что вес (24) может быть введен как в процессе обработки принимаемых сигналов, так и путем использования элементов антенной решетки с диаграммой направленности по мощности в вертикальной плоскости

$$G(\theta_x) = \frac{|\theta_x|}{(1 + \theta_x^2)^{3/2}}, \quad |\theta_x| \leq \theta_m. \quad (25)$$

Коэффициент b_{ik} должен быть при этом введен при обработке.

Следующая из (25) необходимость подавления излучения, приходящего с направлений, соответствующих малым значениям θ_x , имеет простое физическое объяснение. Дело в том, что геометрия задачи (см. рис. 1) такова, что низкочастотные составляющие ПЧХ формируются в течение сравнительно небольшой части интервала $t \in (-T, T)$ синтезирования — в его начале и конце (большие значения $|\theta_x|$), наоборот, высокочастотные компоненты — в течение большей центральной части интервала (малые значения $|\theta_x|$) и поэтому приобретают существенно больший вес. Использование диаграммы направленности (25) элемента решетки обеспечивает выравнивание вклада этих составляющих в формируемое радиометрической системой изображение.

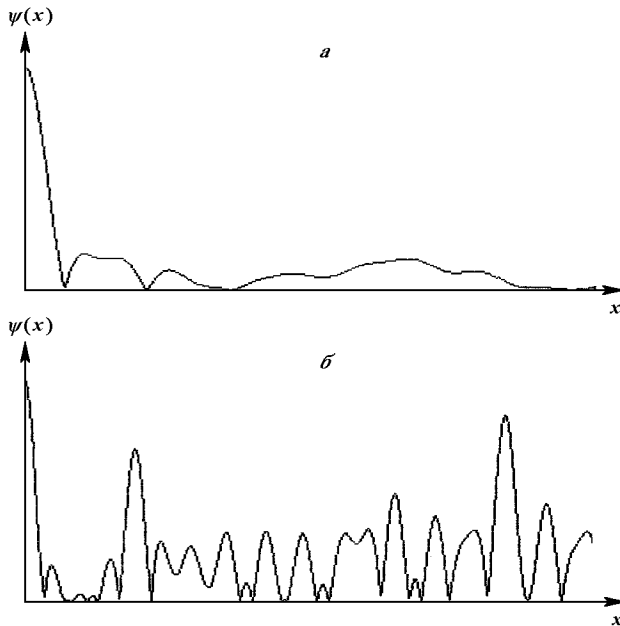


Рис. 2. Функция неопределенности четырехэлементной линейной антенной решетки (а) и ее диаграмма направленности (б)

Полученные соотношения в принципе позволяют формулировать и решать задачу синтеза антенной решетки по заданным тем или иным способом требованиям к функции неопределенности системы, например для поиска решетки с минимальным числом элементов. Эта, достаточно сложная, задача требует самостоятельного рассмотрения. Здесь же в качестве простейших примеров, иллюстрирующих эффективность рассмотренного метода формирования радиояркого изображения, приведены функции неопределенности линейной и кольцевой антенных решеток, достаточно широко используемых для приема радиометрических сигналов. В частности, на рис. 2, а приведена функция неопределенности четырехэлементной линейной антенной решетки, фазовые центры элементов которой размещены в точках с координатами $x_1 = 0$, $x_2 = 20\lambda_0$, $x_3 = 70\lambda_0$, $x_4 = 100\lambda_0$. В данном примере длительность $2T$ интервала синтезирования выбрана равной $2T = 2/\gamma(0)$ ($\theta_m = 0.707$). Для сравнения на рис. 2, б приведена диаграмма направленности той же решетки, но неподвижной ($T \rightarrow 0$). Видно, что использование синтезирования существенно улучшило характеристики разрешения этой антенны.

На рис. 3 показаны функция неопределенности и диаграмма направленности ($T \rightarrow 0$) двумерной 25-элементной антенной решетки, элементы которой равномерно размещены по кольцу диаметром 100λ . Длительность интервала обработки выбрана такой же, как и в первом примере. Так же, как и в предыдущем случае, оптимизация обработки радиотепловых сигналов привела к «размыванию» побочных максимумов и существенному снижению их амплитуд — уровень боковых лепестков функции неопределенности не превышает -15 дБ во всей области ее определения.

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ

Чувствительность ΔT радиометрической системы принято (Le Vine, 1990; Николаев, Перцов, 1964) характеризовать величиной измеряемой радиояркости, выражаемой в радиояростной температуре, при которой отношение сигнал/шум μ на выходе системы равно единице. В соответствии с (18)

$$\Delta T = \frac{T_s}{\sqrt{2FT_{эф}}} \frac{W_{эф}}{MW_{0эф}}, \quad (26)$$

где $T_s = N_0/k$ — шумовая температура системы, k — постоянная Больцмана.

Сомножитель $T_s/\sqrt{2FT_{эф}}$ совпадает с выражени-

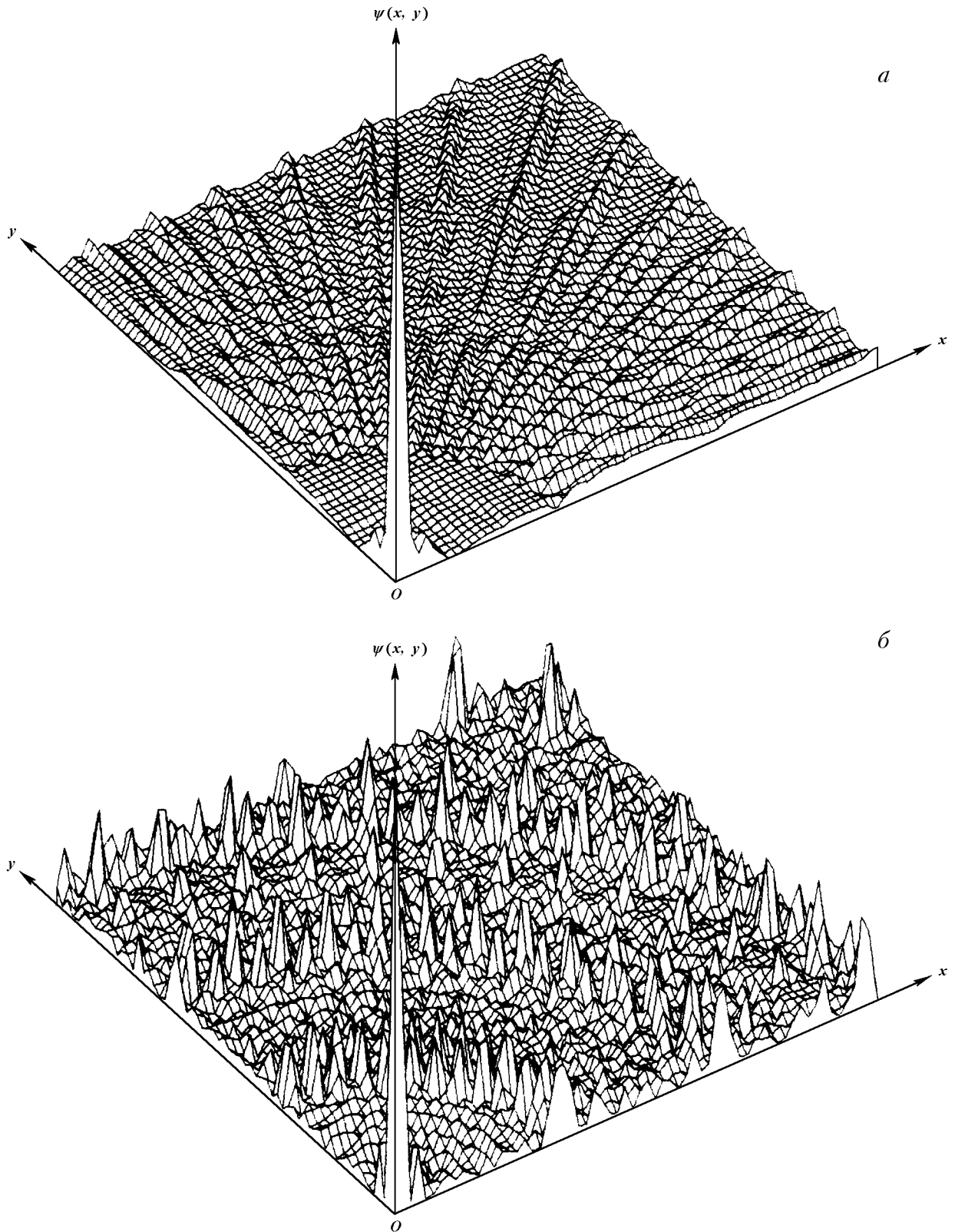


Рис. 3. Функция неопределенности и диаграмма направленности ($T \rightarrow 0$) двумерной 25-элементной антенной решетки

ем для чувствительности типового сканирующего радиометра (Le Vine, 1990).

Второй множитель в (26), равный отношению площади синтезируемой в процессе обработки апертуры к физической площади используемой антенной решетки, характеризует степень ее разрежения по отношению к полностью заполненной решетке, а также ухудшение чувствительности рассматриваемой радиометрической системы по отношению к типовой (при равных временах накопления $T_{эф}$) за счет уменьшения площади антенны. Учитывая, однако, что в типовых радиометрах (Le Vine, 1990) $T_{эф} \approx 2 \cdot 10^{-2}$ с, а в радиометрах с синтезированием раскрыва интервал накопления может достигать значений $T_{эф} \approx 100$ с, степень разрежения решетки без ухудшения чувствительности может быть доведена до 70. Это означает, что именно во столько раз может быть уменьшена площадь используемой в системе антенны. Необходимые характеристики разрешения при этом обеспечиваются соответствующим размещением элементов решетки. Таким образом, оптимизация обработки в радиометрических системах зондирования поверхности Земли из космоса позволяет при сохранении основных характеристик систем использовать антенны, площадь и масса которых составляет 1.5—2 % от площади и массы антенн типовых сканирующих радиометров.

Формула (26) совпадает с аналогичным выражением для чувствительности несканирующего радиометра с антенной решеткой (Le Vine, 1990). Отличие состоит только в величине $T_{эф}$. При обработке радиометрических сигналов без учета движения антенны $T_{эф}^c$ не превышает времени нахождения элемента разрешения в диаграмме направленности решетки, т. е.

$$T_{эф}^c \leq \frac{R(y)}{b_{\max} V_0} = \frac{1}{b_{\max} \gamma(y)}, \quad (27)$$

где b_{\max} — протяженность решетки вдоль оси x .

В рассматриваемом же случае

$$T_{эф} = \int_{-T}^T G(t) dt$$

и для корректирующей функции типа (24)

$$T_{эф} = \frac{2}{\gamma(y)} [1 - (1 + (\gamma(y)T)^2)^{-1/2}]. \quad (28)$$

Достижимый в этом случае (при равном числе элементов M) выигрыш в чувствительности за счет оптимизации обработки сигналов равен

$$\sqrt{T_{эф}/T_{эф}^c} = \sqrt{2b_{\max} [1 - (1 + (\gamma(y)T)^2)^{-1/2}]}. \quad (29)$$

Например, при $b_{\max} = 100$ и $\gamma(y)T = 1$ выигрыш превышает 7 и может быть использован для соответствующего уменьшения числа элементов решетки.

Для сравнительной оценки характеристик радиометрических систем с синтезированием апертуры проведем расчет чувствительности радиометра с 25-элементной кольцевой решеткой. Так же, как и Le Vine (1990), примем $T_s = 500$ К, $\lambda_0 = 0.2$ м, диаметр апертуры $d = 20$ м, высота орбиты носителя $z_0 = 1000$ км, скорость $V_0 = 7$ км/с ($\gamma(0) = 0.007$ с⁻¹). Кроме того, положим, что $\gamma(0)T = 1$ ($T_{эф} = 84$ с). При этом чувствительность $\Delta T = 6$ К, что более чем в три раза лучше, чем у рассмотренного Le Vine (1990) радиометра с антенной решеткой, содержащей 200 элементов.

Отметим, что, также как и в радиометрах с антенными решетками (Le Vine, 1990), чувствительность радиометрических систем с синтезированием апертуры может быть в несколько раз повышена за счет некогерентного накопления радиоизображений, полученных на последовательности сдвинутых во времени интервалах обработки. Подробное рассмотрение этой возможности выходит за рамки данной статьи.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Проведенное рассмотрение показывает принципиальную возможность создания радиометрических систем исследования природных ресурсов Земли из космоса с высокой разрешающей способностью и чувствительностью. При этом требуемые характеристики радиометрических систем достигаются с помощью антенных решеток с небольшой физической площадью и, следовательно, с приемлемой для использования на ИСЗ массой.

Оптимизация обработки радиотепловых сигналов позволяет существенно повысить разрешающую способность радиометрических систем в традиционных диапазонах длин волн (миллиметровых и сантиметровых), а также создавать радиометрические системы в еще неосвоенных дециметровом и метровом диапазонах.

Вместе с тем необходимо отметить, что, строго говоря, формируемое рассмотренной выше радиометрической системой изображение будет отличаться от изображения, формируемого типовыми радиометрами из-за изменения в процессе формирования изображения ракурса излучающей поверхности по отношению к приемной антенне. Поэтому задача интерпретации получаемых изображений, особенно в коротковолновой части радиодиапазона, требует дополнительной проработки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Определены потенциальные возможности (разрешающая способность и чувствительность) радиометрических систем с синтезированием апертуры и их связь с параметрами систем. Показано, что оптимизация обработки сигналов в радиометрических системах исследования природных ресурсов Земли позволяет увеличить их разрешающую способность и чувствительность.

Основное достоинство радиометров с синтезированием апертуры состоит в том, что они обеспечивают такие же пространственное разрешение и чувствительность, как и типовые сканирующие радиометры с большой антенной (равной по площади

эффективной поверхности синтезируемого первыми раскрыва), но используют при этом антенные решетки с очень малой физической поверхностью — порядка одного-двух процентов от площади антенны эквивалентного по характеристикам типового радиометра.

Николаев А. Г., Перцов С. В. Радиотеплолокация. — М.: Сов. радио, 1964.—335 с.

Фалькович С. Е., Пономарев В. И., Шкварко Ю. В. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием. — М.: Радио и связь, 1989.—296 с.

Le Vine D. M. The sensitivity of synthetic aperture radiometers for remote sensing applications from space // Radio Sci.—1990.—25, N 4.—P. 441—450.

Swenson G. W., Mathur N. C. The interferometer in radio astronomy // Proc. IEEE.—1968.—56(12).—P. 2114—2130.