

УДК 621.396.962

И.В. БУНЯЕВА¹, А.А.ЗЕЛЕНСКИЙ¹, А.П. ВЕРЕЩАК²

¹ *Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Украина*

² *ОАО “АО НИИРИ”, Украина*

БИСТАТИЧЕСКИЙ РАДИОМЕТР С СИНТЕЗОМ АПЕРТУРЫ

Определены потенциальные возможности (разрешающая способность и чувствительность) бистатических радиометрических систем с синтезированием апертуры и их связь с параметрами систем. Получены простые в реализации алгоритмы обработки сигналов в таких системах исследования природных ресурсов Земли, которые не предъявляют жестких требований к координатно-временному обеспечению систем. Возможности системы демонстрируются на иллюстративных примерах.

радиометр, интерферометр, функция неопределенности, чувствительность, разрешающая способность

Введение

В последние годы специалистами активно обсуждаются возможности использования методов радиоастрономии [1] для задач дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) с аэрокосмических платформ по ее радиотепловому излучению [2 – 11]. При этом наиболее эффективными оказываются методы обработки радиотеплового излучения Земли, учитывающие взаимное перемещение радиометрической системы и земной поверхности [8, 12, 13]. Эта задача эффективно решается с помощью радиометрических систем с антенными решетками. Разреженная антенная решетка является основным элементом систем такого типа, а разрешающая способность системы определяется отношением длины волны принимаемого излучения к максимальному расстоянию между элементами решетки [1, 4]. Чтобы обеспечить высокую разрешающую способность радиометрических систем с антенными решетками, целесообразно разместить элементы решетки на отдельных платформах, что позволит снять конструктивные ограничения на размеры антенных решеток и разрешающую способность радиометрических систем с антенными решетками [6].

С точки зрения реализуемости радиометрической системы такого типа наиболее сложной оказывается

проблема координатно-временного обеспечения группировки спутников, на которых расположены антенны. В самом деле, взаимное положение фазовых центров антенн должно быть известно с точностью до долей длины волны принимаемого излучения, а шкалы времени должны быть сведены с точностью до долей периода принимаемых колебаний [1, 4, 6].

В этой связи значительный интерес представляет дальнейшее развитие полученных в [12, 13] алгоритмов обработки радиотепловых сигналов в радиометрической системе на основе простейших двухэлементных интерферометров в условиях пониженных требований к координатно-временному обеспечению системы в целом.

Радиометрическая система, которую мы рассматриваем, представляет собой “двойной интерферометр”. Первый из них имеет большую базу, ориентированную в горизонтальной плоскости поперек вектора скорости платформы, и обеспечивает формирование радиояркого изображения в поперечном движению направлении. Обработка сигналов в этом интерферометре осуществляется формированием модуля функции взаимной корреляции процессов, принимаемых на концах базы [12]. Поскольку в процессе обработки игнорируется высо-

кочастотное заполнение принимаемого излучения, то данные методы можно назвать методами некогерентного формирования радиояркостного изображения или некогерентного синтеза апертуры. Два вторых интерферометра размещены на концах базы первого. Они имеют малую базу, лежащую в плоскости, проходящей через вектор скорости платформы, и должны обеспечивать формирование радиояркостного изображения вдоль трассы полета платформы. Поскольку в процессе обработки [13] в интерферометрах учитывается высокочастотное заполнение принимаемого излучения, то здесь уже идет речь о методах когерентного формирования радиоизображения. При этом используется когерентный, продольный (учитывая ориентацию синтезируемого раскрыва) синтез апертуры методами,

рассмотренными в [13], но имеющими свои особенности, связанные с необходимостью совместной обработки сигналов двух когерентных интерферометров.

В настоящей статье рассмотрена задача разработки алгоритма оптимальной обработки сигналов, анализ функции неопределенности и чувствительности системы с антенными решетками. Возможности системы демонстрируются на иллюстративных примерах.

1. Постановка задачи

Геометрия задачи изображена на рис. 1. Для упрощения, без потери общности, Земля предполагается плоской. Излучающая поверхность S с элементом $\Delta S = \Delta x \Delta y$ параллельна плоскости xoy .

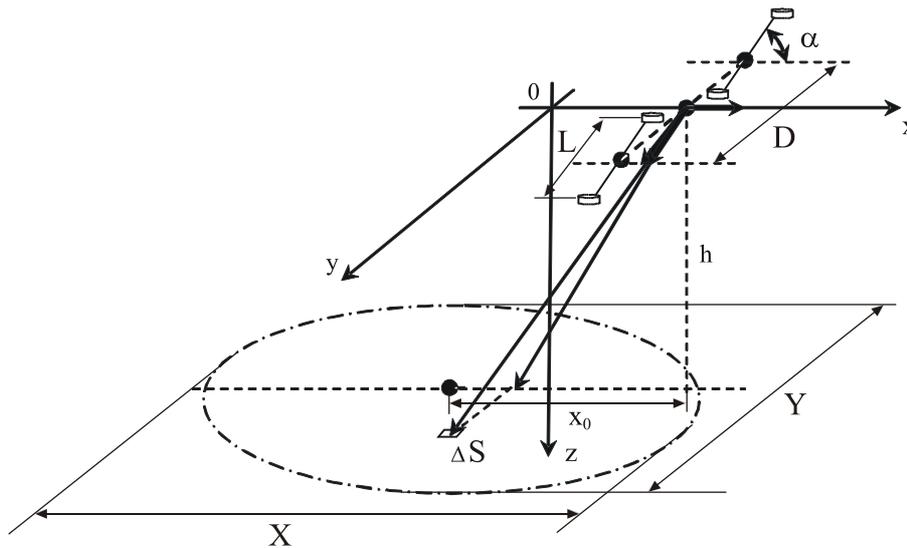


Рис. 1. Геометрия задачи

Четыре приемных антенны радиометрической системы размещены в точках с координатами

$$\bar{R}_{kl}(t) = \bar{v}t + \bar{D} \cdot (k - 3/2) + \bar{L} \cdot (l - 3/2); \quad k, l = 1, 2,$$

попарно на двух спутниках с высотой орбиты $z = h$, перемещающихся с постоянной скоростью v вдоль оси x , где \bar{D} и \bar{L} – вектора поперечной и продольной баз системы соответственно, причем поперечная база параллельна плоскости xoy , а продоль-

ная – плоскости xoz , а угол тангажа продольной базы равен α .

Координата излучающего элемента ΔS задана вектором \bar{R} ($\bar{R}_S = (x, y)$) в плоскости S). Положение центра O_1 интерферометра относительно элемента ΔS определяется вектором $\bar{R}_0(t) = \bar{R} - \bar{V}_0 t$, а направление на ΔS – единичным вектором

$$\bar{\theta}_0(x, y, t) = \bar{R}_0(x, y, t) / R_0(x, y, t)$$

или его проекцией

$$\bar{\theta}(x, y, t) = (\theta_x(x, y, t), \theta_y(x, y, t))$$

на плоскость xoy .

К выходам антенн присоединены идентичные приемные устройства с частотными характеристиками $H(f)$:

$$H(f) = \begin{cases} 1/2, & F \text{ при } |f - f_0| \leq F, \\ 0, & \text{при } |f - f_0| > F \end{cases} \quad (1)$$

с центральной частотой f_0 и эквивалентной шумовой полосой $2F$. В единую радиометрическую систему оба спутника объединяются радиолинией, по которой сигналы, принятые на одном из них, передаются на другой для совместной обработки.

Диаграммы направленности антенн описываются гауссовой поверхностью $F_g(x, y)$:

$$F_g(x, y) = \exp \left[- \left(\frac{(x - x_0)^2}{2X^2} + \frac{y^2}{2Y^2} \right) \right]. \quad (2)$$

Они идентичны в системе координат, связанной с радиометрической системой. Здесь X и Y – оси эллипса, описывающего зону видимости радиометрической системы, а x_0 – ее смещение относительно подспутниковой точки.

Излучение каждого элемента разрешения подстилающей поверхности с координатами (x, y_n) на выходе гипотетической антенны с единичным коэффициентом усиления, размещенной в центре поперечной базы интерферометра, в полосе частот $|f - f_0| < F$ приемных трактов создает колебание $s_{nx}(t)$, равное

$$\dot{s}_{nx}(t) = \int_F \dot{A}_\Delta(x, y_n, f) H(f) \exp \{ -j 2\pi f \cdot t \} df, \quad (3)$$

где $\dot{A}_\Delta(x, y_n, f) = \dot{A}_\Delta(x, y_n, f) \Delta S$ – спектральная плотность комплексной амплитуды излучения элемента разрешения ΔS (пикселя), $\Delta S = \Delta x \Delta y$.

Несложно убедиться, что колебание $s_{nx}(t)$ является нормальным стационарным процессом с нулевым средним и дисперсией (мощностью) $B_\Delta(x, y_n)$,

равной

$$B_\Delta(x, y_n) = \frac{B(x, y_n)}{4\pi(h^2 + y_n^2)} \Delta S \cdot 2F = N_n(x) 2F \quad (4)$$

и пропорциональной усредненной по элементу разрешения яркости поверхности. Здесь $N_n(x)$ – спектральная плотность мощности излучения, приходящего от пикселя с координатами (x, y_n) . Кроме того, излучение несовпадающих элементов разрешения некоррелировано, т.е.

$$\begin{aligned} \langle s_{ix_1}(t_1) \cdot s_{nx_2}^*(t_2) \rangle &= \\ &= B_\Delta(x_1, y_n) \delta_{in} \rho(t_1 - t_2) \delta(x_1 - x_2) \end{aligned} \quad (5)$$

где δ_{in} – символ Кронекера, ρ – корреляционная функция.

С выходов приемных каналов на вход системы обработки поступают колебания:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{1l}(t) &= \sqrt{G_g} F_g(x, y_n, t) s_n(x, t - \tau_{1n}(x, t)) \times \\ &\times \exp \left[-j 2\pi \bar{L}_\lambda (l - 3/2) \bar{\theta}(x, y_n, t) \right] e^{-j\varphi/2} + \dot{n}_{1l}(t); \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_{2l}(t) &= \sqrt{G_g} F_g(x, y_n, t) s_n(x, t - \tau_{2n}(x, t)) \times \\ &\times \exp \left[-j 2\pi f_0 \bar{L}_\lambda (l - 3/2) \bar{\theta}(x, y_n, t) \right] e^{j\varphi/2} + \dot{n}_{2l}(t), \end{aligned}$$

где $l = 1, 2$; \bar{L}_λ – вектор продольной базы, отнесенный к длине волны принимаемого излучения.

Шкалы времени на каждом спутнике сведены грубо, но так, что на интервале обработки фазовый сдвиг φ (6) между колебаниями гетеродинов можно полагать постоянным.

В (6) учтено, что для продольных баз выполняется условие пространственно-временной узкополосности ($L/c \ll 1/2F$), а запаздывания $t_{kn}(x, t)$ на поперечной базе описываются соотношением

$$\tau_{kn}(x, t) = \frac{y_n D}{2c \sqrt{h^2 + y_n^2 + (x - vt)^2}} (-1)^k, \quad k = 1, 2, \quad (7)$$

где c – скорость света.

Скалярные произведения в показателях экспонент (6) равны:

$$\begin{aligned} \bar{L}_\lambda \cdot (l - 3/2) \bar{\theta}(x, y_n, t) &= \\ &= \frac{(x - vt) \cos \alpha + h \sin \alpha}{\sqrt{h^2 + y_n^2 + (x - vt)^2}} L_\lambda (l - 3/2), \quad l = 1, 2. \end{aligned} \quad (8)$$

Символом $\dot{n}_{kl}(t)$, $k=1,2$, в (6) обозначены шумы в каналах приема – нормальные стационарные процессы с корреляционной функцией

$$\langle \dot{n}_{il}(t_1) \cdot \dot{n}_{kn}^*(t_2) \rangle = N_0 \delta_{ik} \delta_{nl} \rho(t_1 - t_2), \quad (9)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности тепловых шумов приемников, а $\rho(\tau) = R(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau)$ – автокорреляционная функция шумов, определяемая частотной характеристикой $H(f)$ приемников. Отметим, что автокорреляционная функция полезных сигналов на выходах приемных каналов будет точно такой же. При этом

$$R(\tau) = \text{Sin}(2\pi F\tau)/(2\pi F\tau) = \text{Sinc}(2\pi F\tau). \quad (10)$$

Требуется по наблюдаемым на выходах антенных каналов приема реализациям сформировать оценку $\hat{B}_\Delta(x, y_n) = \tilde{N}_n(x) 2F$ распределения радиояркости, или спектральной плотности $\tilde{N}_n(x)$ излучения поверхности ΔS и определить характеристики этой оценки на интервале наблюдения $t \in T_n$. Протяженность интервала наблюдения T_n определяется в данном случае временем нахождения элемента разрешения в диаграмме направленности приемной антенны.

2. Алгоритм обработки

Анализ показывает, что с точки зрения алгоритмов обработки принимаемого излучения рассматриваемая радиометрическая система является частным случаем исследованного в [12] бистатистического радиометра с антенными решетками на концах базы – в каждой антенной решетке в данном случае оставлено только по два крайних элемента.

Соответственно алгоритм когерентной пространственной обработки примет следующий вид:

$$\dot{V}_k(x, y_n, t) = \sum_{l=1}^2 \dot{U}_{kl}(t) \times \exp \left[j 2\pi(l-3/2) \bar{L}_\lambda \cdot \bar{\theta}(x, y_n, t) \right] = \sum_{l=1}^2 \dot{U}_{kl}(t) \times \quad (11)$$

$$\times \exp \left[j 2\pi(l-3/2) L_\lambda \frac{(x-vt) \cos \alpha + h \sin \alpha}{\sqrt{h^2 + y_n^2 + (x-vt)^2}} \right],$$

$k=1,2$.

Для удобства введем обозначение для фазовой задержки в (11), конкретизируя значение $\alpha = \pi/4$:

$$\begin{aligned} \varphi_{ln}(x, t) &= 2\pi(1-3/2) \times \\ &\times L_\lambda \frac{(x-vt) \cos \alpha + h \sin \alpha}{\sqrt{h^2 + y_n^2 + (x-vt)^2}} \Big|_{\alpha = \pi/4} = \\ &= 2\pi(l-3/2) L_\lambda \frac{(x-vt) + h}{\sqrt{2} \sqrt{h^2 + y_n^2 + (x-vt)^2}}, \quad l=1,2, \end{aligned} \quad (12)$$

с использованием которого алгоритм (11) примет более компактную форму:

$$\dot{V}_k(x, y_n, t) = \sum_{l=1}^2 \dot{U}_{kl}(t) \exp[j\varphi_{ln}(x, t)], \quad k=1,2. \quad (13)$$

Некогерентная обработка на поперечной базе радиометрической системы выполняется в соответствии с алгоритмом [12]:

$$\begin{aligned} Z_n(x) &= |\dot{Y}_n| = \\ &= \left| \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} \dot{V}_1(x, y_n, t) \dot{V}_2^*(x, y_n, t + \tau_n(x, t)) dt \right| = \\ &= \left| \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} \sum_{l=1}^2 \dot{U}_{1l}(t) \exp[j\varphi_{ln}(x, t)] \times \right. \\ &\quad \left. \times \sum_{l=1}^2 \dot{U}_{2l}^*(t + \tau_n(x, t)) \exp[-j\varphi_{ln}(x, t)] dt \right|. \end{aligned} \quad (14)$$

В (14) предполагается, что интервал накопления $T_n = T_1 + T_2$ может быть несимметричным относительно момента прохождения радиометрической системой траверза формируемого элемента разрешения с координатой x . Кроме того, считается, что изменение фазовой задержки $\varphi_{ln}(x, t)$ за время $\tau_n(x, t)$ пренебрежимо мало.

Под интегралом в (14) перейдем к двойной сумме и поменяем местами операции суммирования и интегрирования:

$$\begin{aligned} Z_n(x) &= \\ &= \left| \sum_{l,m=1}^2 \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} \dot{U}_{1l}(t) \dot{U}_{2m}^*(t + \tau_n(x, t)) \times \right. \end{aligned} \quad (15)$$

$$\times \exp [j(\varphi_{ln}(x, t) - \varphi_{mn}(x, t))] dt.$$

Подставляя (13) в (15), находим

$$Z_n(x) = \left[\sum_{l,m=1}^2 \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} \dot{U}_{1l}(t) \dot{U}_{2m}^*(t + \tau_n(x, t)) \times \exp \left[j(2\pi(l-m)L_\lambda \frac{(x-vt)+h}{\sqrt{2}\sqrt{h^2 + y_n^2 + (x-vt)^2}}) \right] dt \right] \quad (16)$$

Представим последнее выражение в удобном для анализа виде. Для этого введем обозначение:

$$J_{lm}(x, y_n) = \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} \dot{U}_{1l}(t) \dot{U}_{2m}^*(t + \tau_n(x, t)) \times \exp \left[j(2\pi(l-m)L_\lambda \frac{(x-vt)+h}{\sqrt{2}\sqrt{h^2 + y_n^2 + (x-vt)^2}}) \right] dt, \quad (17)$$

$l, m = 1, 2.$

Подставляя (17) в (16) и раскрывая операцию взятия модуля, получаем:

$$Z_n(x) = \left[|J_{11}(x, y_n) + J_{22}(x, y_n)|^2 + |J_{12}(x, y_n) + J_{21}(x, y_n)|^2 + 2 \operatorname{Re} (J_{11}(x, y_n) + J_{22}(x, y_n)) \times (J_{12}^*(x, y_n) + J_{21}^*(x, y_n)) \right]^{1/2}. \quad (18)$$

На основании (17) первое слагаемое в (18) зависит только от поперечной координаты и практически не зависит от продольной, поэтому оно должно быть исключено из (18). Окончательно, алгоритм формирования радиоизображения примет следующий вид:

$$Z_n(x) = \left[|J_{12}(x, y_n) + J_{21}(x, y_n)|^2 + 2 \operatorname{Re} (J_{11}(x, y_n) + J_{22}(x, y_n)) \times (J_{12}^*(x, y_n) + J_{21}^*(x, y_n)) \right]^{1/2}. \quad (19)$$

3. Функция неопределенности системы

Определим потенциальные возможности рассматриваемой радиометрической системы. В первую очередь найдем ее функцию неопределенности, совпадающую с нормированным математическим ожиданием реакции системы на точечный источник

излучения с координатами (x_1, y_1) . На основании (6) от такого источника на вход устройства обработки поступают сигналы с комплексной огибающей

$$\dot{S}_{kl}(x_1, y_1, t) = \sqrt{G_0} \cdot F_{\mathcal{D}}(x_1, y_1, t) \times \dot{S}(x_1, y_1, t - \tau_k(x_1, y_1, t)) \times \quad (20)$$

$$\times \exp \{ j2\pi(l-3/2)L_\lambda \cdot \bar{\theta}(x_1, y_1, t) \}, \quad k, l = 1, 2,$$

где $\dot{S}(x_1, y_1, t)$ – комплексная огибающая излучения элемента поверхности с координатами (x_1, y_1) , принимаемого в центре интерферометра.

Подставляем последнее выражение в (19), усредняем и нормируем на значение функции неопределенности при совпадающих значениях аргументов. В результате получаем соотношение для функции неопределенности системы:

$$\Psi(x_1, y_1; x, y) = K \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} |F_{\mathcal{D}}(x_1, y_1, t)|^2 \times R(\tau(x, y, t) - \tau(x_1, y_1, t)) \times \cos(\varphi(x, y, t) - \varphi(x_1, y_1, t)) dt, \quad (21)$$

где $K = 1/\Psi(x_1, y_1, x_1, y_1)$ – нормирующий множитель, а символом $\varphi(x, y, t)$ обозначена фазовая задержка

$$\varphi(x, y, t) = 2\pi L_\lambda \frac{(x-vt)+h}{\sqrt{2}\sqrt{h^2 + y^2 + (x-vt)^2}}.$$

На рис. 2 приведено тело неопределенности. Оно построено в соответствии с (21) для следующих значений параметров радиометрической системы: $X = Y = 1000$ км; $h = 750$ км; $v = 7,5$ км/с; $\alpha = 45^\circ$; $T_1 = 0$; $T_2 = T_n / 2$; $L_\lambda = 25$; $D_\lambda = 2FD/c = 25$ при $(x_1 = y_1 = 0)$.

Видно, что функция неопределенности имеет невысокий уровень боковых лепестков (менее – 13 дБ). Такой уровень позволяет обеспечивать хорошее качество формируемого радиоизображения.

Наряду с рассмотренной аппаратной функцией (функцией неопределенности) системы, удобной характеристикой качества систем формирования изображений протяженных объектов является пространственно-частотная характеристика (ПЧХ).

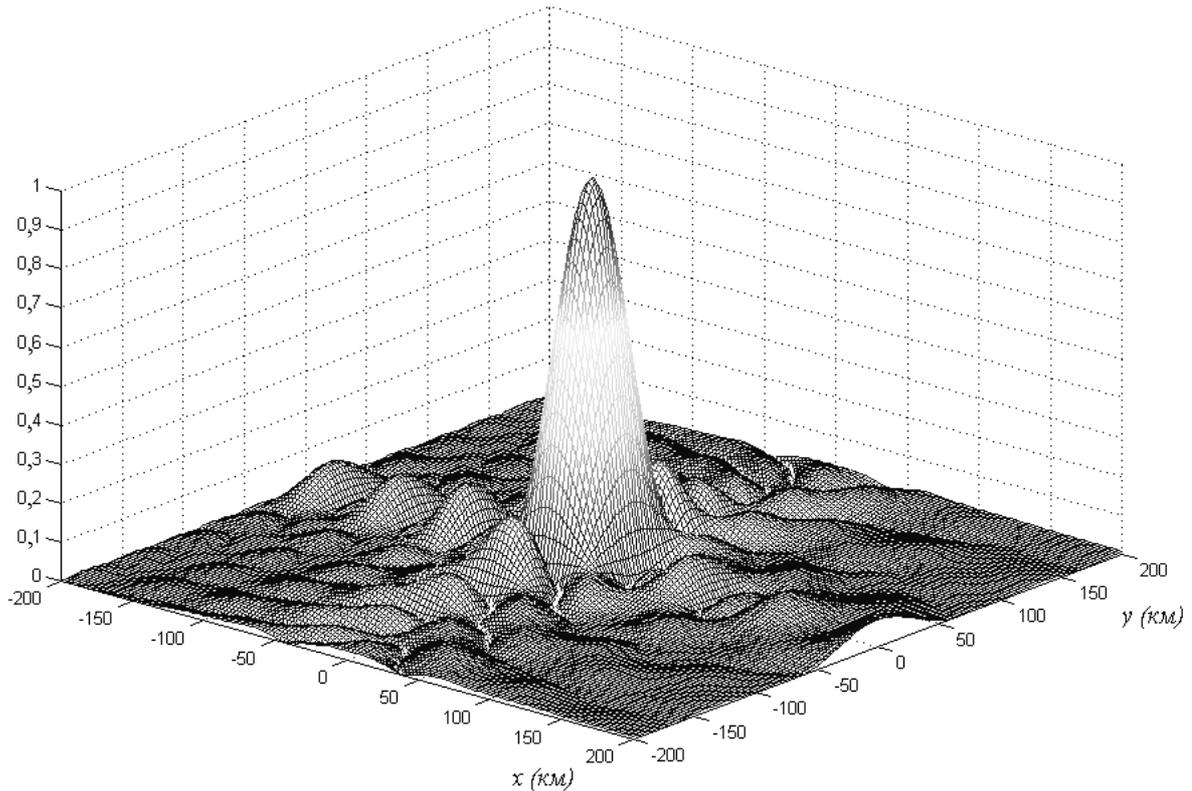


Рис. 2. Функция неопределенности бистатического радиометра с синтезированием апертуры

ПЧХ $F_{\Psi}(\omega)$, $\omega = (u, v)$, системы связана с ее функцией неопределенности преобразованием Фурье (в данном случае – двумерным), т.е.

$$\begin{aligned}
 F_{\Psi}(\omega) &= \int_S \Psi(0,0,x,y) \exp [j2\pi (ux + vy)] dx dy = \\
 &= \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} \int_S R \left(Dy / c \sqrt{h^2 + (x-vt)^2 + y^2} \right) \times \\
 &\quad \times \cos (\varphi (x, y, t) - \varphi (0,0, t)) \times \\
 &\quad \times \exp [j2\pi (ux + vy)] dx dy dt .
 \end{aligned} \tag{22}$$

Подынтегральное выражение в (22) можно упростить:

$$\begin{aligned}
 F_{\Psi}(\omega) &\approx H^2 \left(\frac{hv}{D_{\lambda}} \right) \times \\
 &\int_X \int_{x/v-T_1}^{x/v+T_2} F_S^2(0,0,t) \cos (\varphi (x,0,t) - \varphi (0,0,t)) \times \\
 &\quad \times \exp [j2\pi \cdot ux] dx dt,
 \end{aligned} \tag{23}$$

где $H(f)$ – частотная характеристика (1) приемных трактов радиометра.

Двойной интеграл в (23) может быть вычислен асимптотическим методом стационарной фазы [14]. Опуская здесь громоздкие выкладки, отметим главное – при правильно выбранном интервале интегрирования по времени, ПЧХ радиометрической системы имеет односвязную (непрерывную) область определения протяженностью:

$$\begin{aligned}
 -DF/H < v < DF/H ; \\
 -L_x / H < u < L_x / H .
 \end{aligned}$$

В пределах этой области она непрерывна и, следовательно, может быть откорректирована умножением на соответствующую функцию «окна». Это свойство радиометрической система приобретает за счет того, что в рассматриваемом случае обработка принимаемого излучения выполняется с учетом взаимного перемещения излучающей поверхности и радиометрической системы. Отметим, что без учета взаимного перемещения аппаратная функция системы в продольном направлении представляет собой

косинусоиду, т.е. является совершенно непригодной для формирования радиояркого изображения протяженного объекта. Это означает, что за счет оптимизации обработки радиометрических сигналов на выходах перемещающегося интерферометра из дискретного раскрыва синтезируется непрерывный, заполненный раскрыв. Причем, в отличие от синтеза апертуры в активной локации, в данном случае геометрические размеры его не увеличиваются, происходит только “заполнение” дискретного раскрыва (точнее, области определения простран-

венно-частотной характеристики радиометрической системы).

Сказанное выше проиллюстрировано на рис. 3. На рис. 3, а показано сечение тела неопределенности (рис. 2) плоскостью $y = 0$, на рис. 3, б – модуль соответствующего сечения ПЧХ.

Рис. 3 демонстрирует, что пространственно-частотная характеристика радиометрической системы с продольным синтезом апертуры действительно имеет непрерывную (односвязную) область определения.

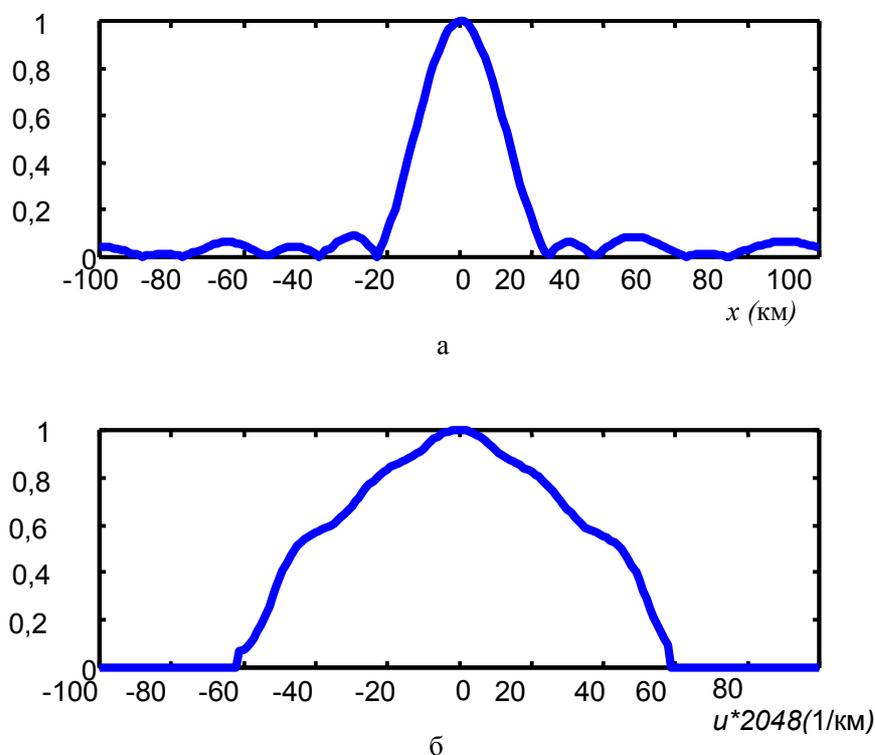


Рис. 3. Сечение ФН (а) и ПЧХ (б) радиометрической системы с учетом диаграмм направленности

На рис. 4 проиллюстрирована возможность управления формой тела неопределенности радиометрической системы рассматриваемого типа. На этом рисунке показана функция неопределенности рассматриваемой системы с аподизацией ПЧХ гауссовой поверхностью (функцией окна) $A(u, v)$:

$$A(u, v) = \exp \left[- \left((uH / L_\lambda)^2 + (vH / D_\lambda)^2 \right) \right] \quad (24)$$

Видно, что при небольшом уширении главного лепестка, уровень боковых лепестков снизился существенно (до – 26 дБ).

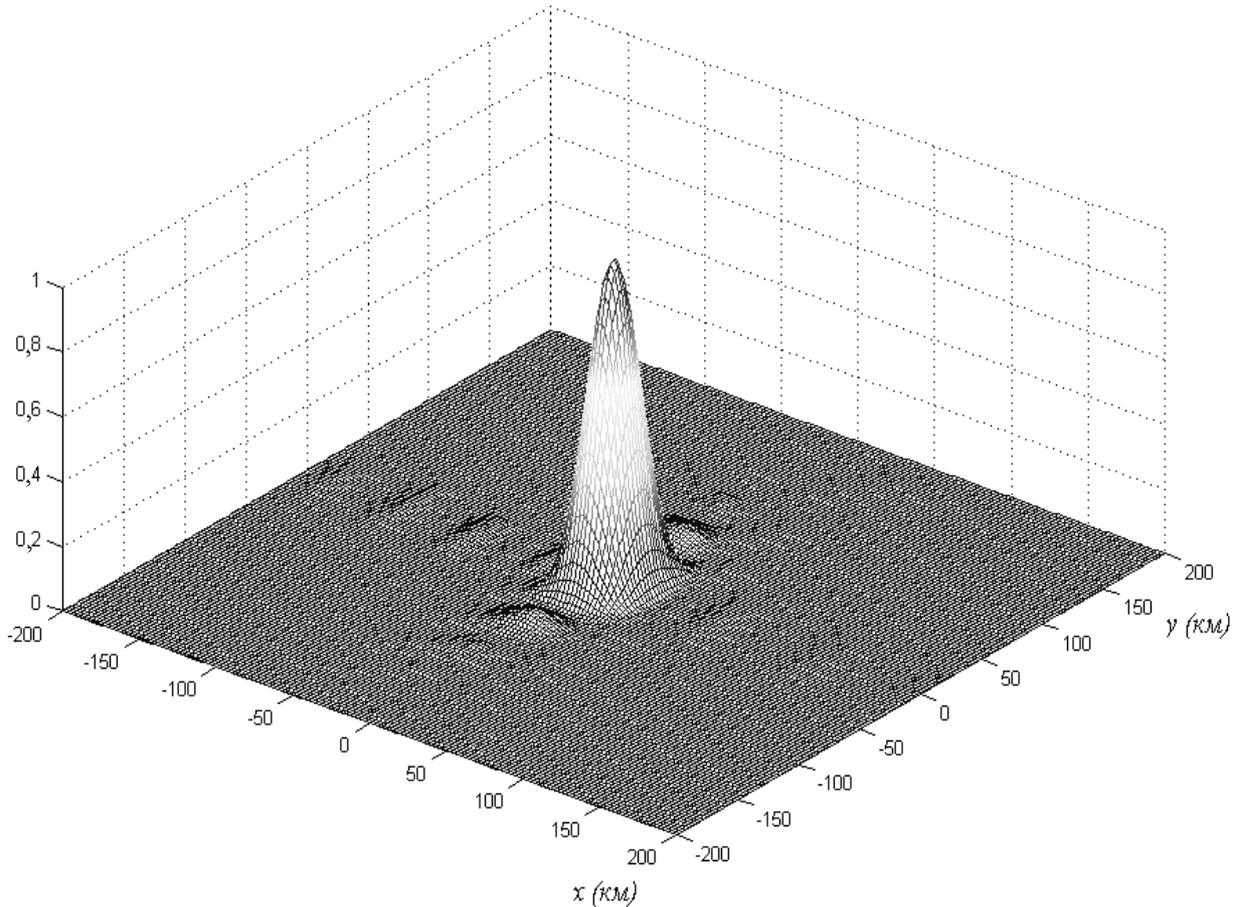


Рис. 4. Функция неопределенности бистатического радиометра с синтезированием апертуры (аподизация ПЧХ)

4. Чувствительность системы

Чувствительность бистатического радиометра с синтезированием апертуры определяется [4, 12] следующим соотношением:

$$\begin{aligned} \Delta T &= \frac{T_s}{\sqrt{2FT_n}} \frac{Y}{\sqrt{2}\Delta y} \frac{L_{x\lambda}L_{y\lambda}}{2 \cdot L_{xx\lambda}L_{y\lambda}} = \\ &= \frac{T_s}{\sqrt{2FT_n}} \frac{1}{2} \frac{Y \cdot X}{\Delta y \cdot \Delta x}, \end{aligned} \quad (25)$$

где $L_{x\lambda} = \sqrt{2}H/\Delta x$ – относительная длина продольной базы интерферометра с углом тангажа $\pi/4$ (длина синтезируемого раскрыва); $L_{xx\lambda} = H/X$ – относительная длина, а $L_{y\lambda}$ – относительная ширина элементов интерферометра.

Как и в [4, 12, 13], выражение для чувствительности радиометрической системы содержит два множителя. Первый совпадает с формулой для чув-

ствительности типового сканирующего радиометра. Второй множитель равен отношению половины площади зоны видимости радиометра к площади пикселя. Он определяет ухудшение чувствительности рассматриваемой радиометрической системы по отношению к типовой радиометрической системе. Причиной этого эффекта является уменьшение “заполнения” диаграммы направленности антенны излучением пикселя в $XY/\Delta x\Delta y$ раз по сравнению со сканирующим радиометром, где угловой размер пикселя радиоизображения поверхности совпадает с шириной диаграммы направленности антенны. При этом суммарная площадь антенн радиометрической системы меньше площади антенны типового радиометра во столько же раз. В сравниваемых системах указанные потери в чувствительности имеют место при равных временах накопления. Благодаря суще-

ственно большему времени накопления в радиометрической системе с синтезированием апертуры, величина этих потерь, точнее, значение чувствительности радиометрической системы, имеет приемлемое для практических нужд значение.

Соотношение неопределенности для бистатического радиометра с синтезированием апертуры приобретает на основании (25) следующий вид при $T_H = X/v$, $\Delta x = \Delta y$:

$$\Delta T(\Delta x)^2 \geq T_s \frac{Y}{2} \sqrt{\frac{Xv}{2F}}. \quad (26)$$

Обращает на себя внимание тот факт, что при уменьшении протяженности зоны видимости радиометрической системы X (в отличие от ширины Y полосы обзора, X – внутренний параметр системы), соответствующем увеличению относительного размера $L_{x\lambda}$ и площади элемента антенной решетки, улучшаются характеристики радиометрической системы. В частности, при минимально возможном значении $X = 2\Delta x$ выражение (26) переходит в соотношение неопределенности для бистатического радиометра с апертурными антеннами [12].

Радиометрические системы с продольным синтезом апертуры уступают по чувствительности сканирующему радиометру с той же разрешающей способностью и временем накопления. Однако этот проигрыш является платой за существенное (на несколько порядков) уменьшение площади и веса антенн. Поясним последнее утверждение на примере.

Геометрические размеры $L_x \times L_y$ антенн бистатической системы с синтезированием апертуры определяются длиной волны принимаемого излучения, размерами зоны видимости радиометра и высотой орбиты спутника $L_x \times L_y = (\lambda h)^2 (X \times Y)$. Общая площадь четырех антенн радиометрической системы равна $S_\Sigma = 4L_x \times L_y$.

С другой стороны, геометрические размеры $L_{0x} \times L_{0y}$ антенны сканирующего радиометра обратно пропорциональны разрешающей способности

радиометра $L_{0x} \times L_{0y} = (\lambda h)^2 (\Delta x \times \Delta y) = S_0$. Мерой выигрыша в массе антенных устройств и сложности их развертывания на орбите при переходе к новым технологиям обработки радиометрических сигналов является отношение площадей антенн S_0 / S_Σ . В рассматриваемом случае это отношение равно

$$S_0 / S_\Sigma = \frac{X \times Y}{4\Delta x \times \Delta y}. \quad (27)$$

Подставляя в это соотношение, например, параметры радиометрической системы L – диапазона ($Y = 1000$ км, $h = X = 750$ км, $v = 7,5$ км/с, 35 км) [12], находим, что отношение площадей антенных устройств в данном случае равно $S_0 / S_\Sigma \approx 150$ – достаточно убедительный аргумент в пользу бистатических радиометрических систем. Чувствительность системы ΔT при $T_s = 200$ К равна 0,5К (на основании (25)) и удовлетворяет современным требованиям потребителей радиометрических измерений [2].

Отметим, что обычно в радиометрических системах ДЗЗ высокого разрешения основные проблемы возникают с реализацией соответствующих антенных устройств. Они составляют 80 – 90% веса и до 95 – 99% объема инструмента [2]. В рассмотренных выше системах антенные устройства несоизмеримо проще. В бистатическом радиометре с синтезированием апертуры дециметрового диапазона, например, на каждой аэрокосмической платформе размещается по две разнесенные на $\sim 3,8$ м антенны площадью $\sim 20 \times 15$ см² каждая. Учитывая, что электронная аппаратура приема и обработки радиометрических сигналов также функционально достаточно проста, радиометрическая система может быть размещена на небольших микроспутниках.

Заключение

Определены потенциальные возможности (разрешающая способность и чувствительность) бистатических радиометрических систем с синтезированием апертуры и их связь с параметрами систем.

Получены простые в реализации алгоритмы обработки сигналов в таких системах исследования природных ресурсов Земли, которые не предъявляют жестких требований к координатно-временному обеспечению систем и позволяют простыми техническими средствами обеспечить их высокую разрешающую способность и чувствительность. Получено радиометрическое соотношение неопределенности для радиометрических систем с продольным синтезом апертуры.

На примере радиометрических систем дециметрового и миллиметрового диапазонов длин волн показано, что основное достоинство бистатических радиометров состоит в том, что они обеспечивают необходимые пространственное разрешение и чувствительность, используя антенные системы с очень малой физической поверхностью. Площадь антенных устройств составляет доли процента от площади антенны эквивалентного по характеристикам типового радиометра при сопоставимой сложности аппаратуры обработки.

Литература

1. Thompson A.R., Moran J.M., Swenson G.W. Interferometry and synthesis in radio astronomy. – Krieger Publishing Company: Malabar, Florida, 1994. – 527 p.
2. Ruf C.S., Swift C.T. Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth // IEEE Trans. GRS. – 1998. – Vol. 26. – P. 597-611.
3. Le Vine D.M., Kao M. Initial results in the development of a synthetic aperture microwave radiometer // IEEE Trans., GRS. – 1990. – Vol. 28. – P.614-619.
4. Пискорж В.В., Кирилюк В.М., Верещак А.П. Радиометрические системы с синтезированием апертуры для исследования природных ресурсов Земли из космоса // Космічна наука і технологія. – 1995. – № 2. – С. 15-23.
5. Komiyama K. High resolution imaging by super synthesis (SSR) for the passive microwave remote sens-

ing of the earth // Electronic Letters. – 1990. – Vol. 27. – P.389-390.

6. Bekey I. Extremely Large Swarm Array of Picosats for Microwave / RF Earth Sensing, Radiometry, and Mapping // Progress report, Research Sub Award # 0760-003-029. – March, 2005.

7. Martin-Neira M. Integration of MIRAS breadboard and future activities // Proceedings of IGARSS'96. – 1996. – P.408-411.

8. Edelsohn C. RADSAR (RADiometric SAR) experimental results // Proceeding of IGARSS'98. – 1998. – P. 507-511.

9. Dong X.L., Wu J., Jiang J.S. The signal analysis and imaging of synthetic aperture radiometer // Proceedings of IGARSS 98. – 1998. – P. 136-140.

10. Jackson T.J., Le Vine D.M., Swift C.T., Schmutge T.J., Schiebe F.R. Large area mapping of soil moisture using the ESTAR passive microwave radiometer in Washita'92 // Remote sensing of Environment. – 1992. – Vol. 53. – P. 459-464.

11. Le Vine D.M. Passive microwave remote sensing with the synthetic aperture radiometer ESTAR during the southern great plane experiments // Proceeding of IGARSS'98. – 1998. – P. 511-514.

12. Буняева И.В., Верещак А.П., Зеленский А.А. Потенциальные возможности радиометрических систем дистанционного зондирования Земли на основе использования группировки спутников // Радиотехника. – 2006. – № 1. – С. 144-152.

13. Буняева И.В., Верещак А.П., Радиометр с продольным синтезом апертуры для дистанционного зондирования Земли // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2006. – № 1 (13). – С. 5-12.

14. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 376 с.

Поступила в редакцию 16.03.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Харьков.