

УДК 519.6: 629.7.036.3

В.К. Волосюк, В.В. Павликов, Ву Та Кыонг, А.В. Одокиенко

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков

РАДИОМЕТРИЧЕСКИЙ МЕТОД РЕЛЬЕФОМЕТРИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА

Предложен новый радиометрический метод построения формы рельефа подстилающей поверхности с помощью двухантенного радиометра. Суть метода состоит в необходимости поиска направлений максимумов парциальных лучей диаграмм направленности антенн, при которых направления пересекаются на одном и том же участке объекта. Два известных направления и база системы позволяют вычислить координаты участка пространственно-протяженного объекта. Разработаны структурные схемы систем, реализующих предложенный метод обработки сигналов.

Ключевые слова: радиометрия, рельефометрия, пространственно-временная обработка, широкополосный двухантенный радиометр.

Введение

Восстановление формы рельефа подстилающих поверхностей важно для решения широкого круга задач народного хозяйства и различных отраслей науки. Традиционно эти задачи решают методами когерентной обработки сигналов в активных и полупассивных радиолокационных системах. Такой подход обеспечивает высокоточные формирования трехмерных изображений поверхности независимо от времени суток и метеоусловий. В то же время к перспективным направлениям развития радиотехнических систем можно отнести повышение их автономности, упрощения обработки сигналов, снижения массогабаритных характеристик и энергопотребления. Это может быть достигнуто переходом к радиометрическим методам измерений. Анализ [1, 2] показал, что такие методы наиболее изучены для измерения пространственных координат точечных источников радиотеплового излучения и их применение к оцениванию координат пространственно-распределенных объектов характеризуются малой точностью. В [3, 4] показано, что применяя современную теорию синтеза сверхширокополосных (СШП) радиометрических систем [5 – 7] можно получить высокоточные измерения координат пространственно-протяженных объектов.

В работе, продолжая исследования [3, 4], предлагается новый метод построения формы рельефа пространственно-протяженных объектов с помощью двухантенного радиометра.

Геометрия задачи показана на рис. 1. Предполагается, что две одинаковые антенны расположены на расстоянии $d \gg \lambda_{\max}$, где λ_{\max} – максимальная длина волны, принимаемая системой. Апертуры первой и второй антенн ограничены в пространстве соответственно областями D'_1 и D'_2 . Положение элементарной площадки dS'_1 апертуры D'_1 относи-

тельно фазового центра антенной системы характеризуется вектором $\vec{r}'_i + \vec{a}'_i$ ($i=1,2$; $\vec{r}'_i \in D'_i$), где $\vec{a}'_i = (x'_i, y'_i, z'_i)$ – вектор, характеризующий положение фазового центра O'_i i -й антенны относительно фазового центра O' антенной системы, \vec{r}'_i – вектор, характеризующий положение dS'_i относительно фазового центра i -й антенны. Положение излучающей элементарной площадки dS в области D , определяемое координатами (x', y', z') (в декартовой системе координат с началом в т. O'), в системе координат, связанной с антенной системой, характеризуется вектором направленных косинусов

$$\vec{\vartheta} = (\vartheta_x = \cos \theta_x, \vartheta_y = \cos \theta_y).$$

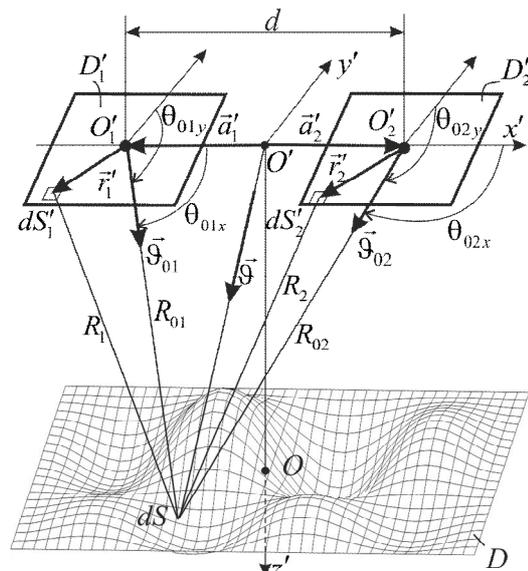


Рис. 1. Геометрия задачи

Постановка задачи

Предполагая, что главный лепесток диаграммы направленности (ДН) первой антенны сканирует

область D (визируя направления $\bar{\vartheta}_{01m}$ ($m = 1..M$)), а направления $\bar{\vartheta}_{02k}$ ($k = 1..K$) максимума главного лепестка ДН второй антенны на эти же участки dS области D неизвестны, необходимо построить рельеф области D с учетом особенностей волнового фронта пространственно-временного (ПВ) сигнала и статистических характеристик радиотеплового излучения (РТИ) и разработать соответствующие структурные схемы. Предполагается, что волновой фронт ПВ сигнала РТИ в каждой из антенн A_1 и A_2 плоский, но его наклон в A_1 и A_2 различен (учитывается сферичность в пределе антенной системы).

Решение задачи

Для решения задачи разработаем модель ПВ сигнала РТИ, обоснуем алгоритм измерения направления главного максимума $\bar{\vartheta}_{02}$ ДН второй антенны на некоторый участок пространственно-протяженного объекта и найдем выражение для расчета координат этого участка. Сканированием ДН антенн или параллельным обзором, определим координаты всех участков (построим рельеф) объекта.

Радиометрические сигналы – это случайные сверхширокополосные процессы, спектр которых сплошной практически во всем радиодиапазоне. Составим модель радиометрического сигнала. Собственную излучающую способность каждого элемента характеризуем функцией [5]:

$$\dot{A}(f, \bar{\vartheta}) \exp[j2\pi f t] df d\bar{\vartheta}, \quad (1)$$

где $\dot{A}(f, \bar{\vartheta})$ – двухсторонняя спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды, f – частота, df – бесконечно малый диапазон частот, $d\bar{\vartheta}$ – бесконечно малый диапазон векторов направленных косинусов.

Поле вблизи i -й регистрирующей апертуры запишем в виде

$$s_i(t, \bar{r}') = \frac{1}{\sqrt{2}} V_F^{-1} \{ \dot{A}(f, \bar{\vartheta}) \} = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\Theta} \dot{A}(f, \bar{\vartheta}) \exp \left[j2\pi f \left(t - \frac{R_i(\cdot)}{c} \right) \right] df d\bar{\vartheta}, \quad (2)$$

где $V_F^{-1} \{ \cdot \}$ – оператор обратного V_F -преобразования [2 – 6], устанавливающий связь между сверхширокополосным ПВ полем $s_i(t, \bar{r}')$ и его спектрально-угловой плотностью комплексной амплитуды $\dot{A}(f, \bar{\vartheta})$;

$R_i(\cdot) = R_i(\bar{r}', \bar{\vartheta}) = R_{0i}(\bar{\vartheta}) + \Delta R_i(\bar{r}', \bar{\vartheta})$ – расстояние от элемента dS объекта излучения до регистрирующего элемента dS'_i апертуры D'_i ;

$R_{0i}(\bar{\vartheta})$ – расстояние от центра i -й антенны до элемента излучения;

$\bar{\vartheta}_{0i}$ – вектор, характеризующий направление i -й ($i = 1, 2$) антенны.

Интегрирование по направляющим косинусам в (2) выполняется внутри круга единичного радиуса ($\vartheta_x^2 + \vartheta_y^2 \leq 1$), за пределами которого функция под знаком интеграла равна нулю. Соответственно этому заменим пределы интегрирования в (2) на бесконечные. Множитель $\frac{1}{\sqrt{2}}$ в (2) введен в связи с использованием двухсторонней по частоте спектрально-угловой плотности комплексной амплитуды $\dot{A}(f, \bar{\vartheta})$.

Поле (2) в антенне преобразуется в сигнал $s(t, \bar{r}')$. Антенна воздействует на ПВ сигнал как пространственный фильтр, характеризуемый амплитудно-фазовым распределением (АФР)

$$\dot{I}_i(f, \bar{a}'_i + \bar{r}'_i, \bar{\vartheta}_{0i}) = I_i(f, \bar{a}'_i + \bar{r}'_i) \exp \left[j2\pi f \frac{\Delta \hat{R}_i(\bar{r}'_i, \bar{\vartheta}_{0i})}{c} \right], \quad (3)$$

где экспоненциальный множитель управляет направлением главного лепестка ДН антенны (аргумент экспоненциальной функции – фазовое распределение антенны), $I_i(f, \bar{a}'_i + \bar{r}'_i)$ – амплитудное распределение антенны (амплитудная чувствительность точек раскрыва антенны на частоте f), $\Delta \hat{R}_i(\bar{r}'_i, \bar{\vartheta}_{0i})$ – компенсируемое значение запаздывания фазового фронта волны в каждой точке апертуры i -й антенны.

Идеальная антенна фокусирует сигнал с ограниченной области D'_i пространства в точку (фокус). Тогда ПВ сигнал на выходе одиночной антенны запишем как функцию времени

$$s_i(t, \bar{\vartheta}_{0i}) = \int_{D'_i} s(t, \bar{r}'_i, \bar{\vartheta}_{0i}) d\bar{r}'_i = \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{D'_i} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\Theta} \dot{I}_i(f, \bar{a}'_i + \bar{r}'_i, \bar{\vartheta}_{0i}) \dot{A}(f, \bar{\vartheta}) \times \exp \left\{ j2\pi f \left[t - \frac{R_{0i}(\bar{\vartheta}) + \Delta R_i(\bar{r}'_i, \bar{\vartheta})}{c} \right] \right\} df d\bar{\vartheta} d\bar{r}'_i. \quad (4)$$

Учтем ограничение полосы частот реальных линейных частей приемника (ЛЧП) коэффициентом передачи $K_i(j2\pi f)$.

Модель полезного сигнала на выходе ЛЧП i -й антенны запишем в виде:

$$s_i(t, \bar{\vartheta}_{0i}) =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} \int_{D_1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{I}_i(f, \vec{a}'_i + \vec{r}'_i, \vec{\vartheta}_{0i}) \dot{A}(f, \vec{\vartheta}) \dot{K}_i(j2\pi f) \times \exp \left\{ j2\pi f \left[t - \frac{R_{0i}(\vec{\vartheta}) + \Delta R_1(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta})}{c} \right] \right\} df d\vec{\vartheta} d\vec{r}'_i. \quad (5)$$

Сигнал (5) – это гауссовский процесс с нулевым средним, поэтому вся информация о нем сосредоточена в корреляционной функции. Найдем взаимную корреляционную функцию (ВКФ) между сигналами на выходах первой и второй ЛЧП для m -ого направления ДН первой антенны:

$$R_{12}(t_1, t_2, \vec{\vartheta}_{01m}, \vec{\vartheta}_{02}) = \langle s_1(t_1, \vec{\vartheta}_{01m}) s_2(t_2, \vec{\vartheta}_{02}) \rangle = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{D_1} \int_{D_2} \langle \dot{A}(f_1, \vec{\vartheta}_1) \dot{A}^*(f_2, \vec{\vartheta}_2) \rangle \times I_1(f_1, \vec{a}'_1 + \vec{r}'_1) I_2(f_2, \vec{a}'_2 + \vec{r}'_2) \times \dot{K}_1(j2\pi f_1) \dot{K}_2^*(j2\pi f_2) \times \exp \left[j2\pi f_1 (t_1 - R_{01}(\vec{\vartheta}_1) c^{-1}) \right] \times \exp \left\{ j2\pi f_1 \left[\Delta \hat{R}_1(\vec{r}'_1, \vec{\vartheta}_{01m}) - \Delta R_1(\vec{r}'_1, \vec{\vartheta}_1) \right] c^{-1} \right\} \times \exp \left[-j2\pi f_2 (t_2 - R_{02}(\vec{\vartheta}_2) c^{-1}) \right] \times \exp \left\{ -j2\pi f_2 \left[\Delta \hat{R}_2(\vec{r}'_2, \vec{\vartheta}_{02}) - \Delta R_2(\vec{r}'_2, \vec{\vartheta}_2) \right] c^{-1} \right\} \times d\vec{r}'_2 d\vec{r}'_1 df_1 df_2 d\vec{\vartheta}_1 d\vec{\vartheta}_2. \quad (6)$$

Известно [5, 10], что спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды удовлетворяет условию спектрально-угловой некоррелированности $\langle \dot{A}(f_1, \vec{\vartheta}_1) \dot{A}^*(f_2, \vec{\vartheta}_2) \rangle = B(f_1, \vec{\vartheta}_1) \delta(f_1 - f_2) \delta(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_2)$, (7) где $B(f_1, \vec{\vartheta}_1)$ – спектрально-угловая плотность мощности, $\delta(\cdot)$ – дельта-функция, "*" – символ комплексного сопряжения, $\langle \cdot \rangle$ – оператор статистического усреднения.

Тогда ВКФ между сигналами $s_1(t_1, \vec{\vartheta}_{01m})$ и $s_2(t_2, \vec{\vartheta}_{02})$ примет вид

$$R_{12}(t_1, t_2, \vec{\vartheta}_{01m}, \vec{\vartheta}_{02}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{D_1} \int_{D_2} B(f, \vec{\vartheta}) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \times I_1(f, \vec{a}'_1 + \vec{r}'_1) I_2(f, \vec{a}'_2 + \vec{r}'_2) \times \exp \left[j2\pi f (t_1 - t_2) \right] \exp \left[-j2\pi f \frac{R_{01}(\vec{\vartheta}) - R_{02}(\vec{\vartheta})}{c} \right] \times \exp \left\{ j2\pi f \left[\frac{\Delta \hat{R}_1(\vec{r}'_1, \vec{\vartheta}_{01m}) - \Delta R_1(\vec{r}'_1, \vec{\vartheta})}{c} \right] \right\} \times$$

$$\exp \left\{ -j2\pi f \left[\frac{\Delta \hat{R}_2(\vec{r}'_2, \vec{\vartheta}_{02}) - \Delta R_2(\vec{r}'_2, \vec{\vartheta})}{c} \right] \right\} d\vec{r}'_2 d\vec{r}'_1 df d\vec{\vartheta},$$

где учено равенство передаточных характеристик обеих ЛЧП $\dot{K}(j2\pi f) = \dot{K}_1(j2\pi f) = \dot{K}_2(j2\pi f)$.

Максимум ВКФ (8) достигается при наведении обеих антенн на площадку dS и выполнении условий [3]

$$\begin{cases} \Delta \hat{R}_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta}_{0i}) - \Delta R_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta}) = 0, \\ t_i = R_{0i}(\vec{\vartheta}) c^{-1}. \end{cases} \quad (9)$$

При этом определяется направление $\vec{\vartheta}_{02} \Big|_{\vec{\vartheta}_{01m}}$, информацию о котором используют для вычисления координат элемента dS по формуле (приложение А)

$$\begin{pmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{d(\vartheta_{01y}\vartheta_{02x} + \vartheta_{01x}\vartheta_{02y})}{2(\vartheta_{01x}\vartheta_{02y} - \vartheta_{01y}\vartheta_{02x})} \\ \frac{d\vartheta_{01y}\vartheta_{02y}}{\vartheta_{01x}\vartheta_{02y} - \vartheta_{01y}\vartheta_{02x}} \\ \frac{d\vartheta_{01z}\vartheta_{02y}}{\vartheta_{01x}\vartheta_{02y} - \vartheta_{01y}\vartheta_{02x}} \end{pmatrix}, \quad (10)$$

где $\vartheta_{0ix} = \cos \theta_{0ix}$, $\vartheta_{0iy} = \cos \theta_{0iy}$ и $i = 1, 2$.

Сканируя ДН первой антенны (изменяя $\vec{\vartheta}_{01m}$), аналогично вычисляются координаты остальных элементов области D .

Таким образом, алгоритм построения рельефа пространственно-протяженного объекта состоит из следующих важных операций: нахождение ВКФ между сигналами $s_1(t_1, \vec{\vartheta}_{01m})$ и $s_2(t_2, \vec{\vartheta}_{02})$; поиск направления $\vec{\vartheta}_{02}$, при котором ВКФ (8) достигает максимального значения; вычисление координат элемента dS согласно (10); изменение направления $\vec{\vartheta}_{01}$ и повторение указанных пунктов.

Структурная схема, реализующая разработанный алгоритм, показана на рис. 2. Здесь A_1 и A_2 – первая и вторая антенны, БУ₁ и БУ₂ – блоки управления направлением антенн A_1 и A_2 , ЛЗ – линия задержки, \times – умножитель, $\int \frac{1}{T} dt$ – интегратор, БП – блок памяти, МАХ₁ и МАХ₂ – блоки поиска максимума, РУ – решающее устройство, реализующее вычисления согласно (10).

Принцип действия схемы следующий. Блок управления БУ₁ управляет направлением ДН антенны A_1 . Пусть максимум ДН антенны A_1 направлен на участок dS под направлением $\vec{\vartheta}_{01m}$. Блок БУ₂ изменяет направление $\vec{\vartheta}_{02k}$ антенны A_2 согласно условиям [3]

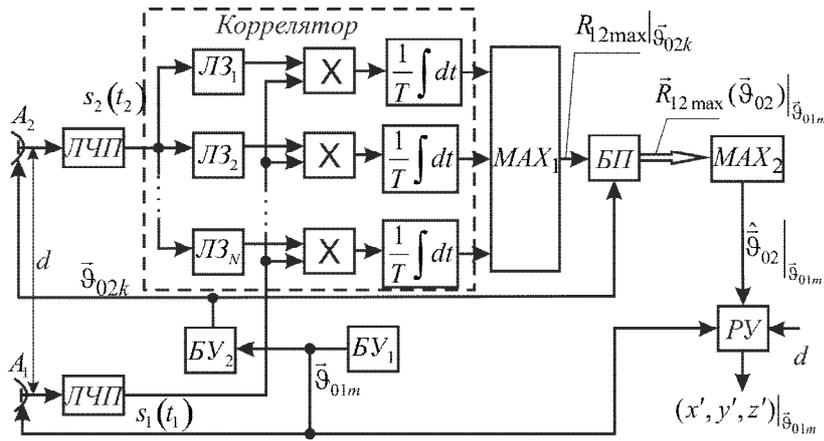


Рис. 2. Структурная схема двухканального пассивного вычислителя координат с последовательным сканированием ДН антенны

$$\begin{cases} \vartheta_{02k_x} \in (\min \vartheta_{02k_x}, \vartheta_{01m_x}), \\ \vartheta_{02k_y} \in (0, \vartheta_{01m_y}) \text{ если } \vartheta_{01m_y} > 0, \\ \vartheta_{02k_y} \in (\vartheta_{01m_y}, 0) \text{ если } \vartheta_{01m_y} < 0. \end{cases} \quad (11)$$

Сигнал на выходе ЛЧП антенны A_2 проходит через систему линий задержек ($ЛЗ_n, n = 1..N$) и поступает на умножители, на вторые входы которых подан сигнал с выхода ЛЧП антенны A_1 . После перемножения сигналы подаются на интеграторы, с выходов которых ВКФ $R_{12}(\tau, \bar{\vartheta}_{02k})|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$ ($\tau = t_1 - t_2$) поступают в первый блок поиска максимума (MAX_1). Максимальное значение ВКФ, вычисленное для фиксированных $\bar{\vartheta}_{01m}$ и $\bar{\vartheta}_{02k}$, передается в блок памяти (БП). Значение $\bar{\vartheta}_{02k}$ с БУ передается в БП, где запоминается до тех пор, пока изменение вектора $\bar{\vartheta}_{02}$ находится в пределах, установленных выражением (11). Завершив процесс сканирования, вектор максимальных значений ВКФ $\bar{R}_{12 \max}(\bar{\vartheta}_{02})|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$ с выхода БП поступает во второй блок поиска максимума (MAX_2), на выходе которого получим оценку вектора $\hat{\bar{\vartheta}}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$, характеризующего направление антенны A_2 . Оценка $\hat{\bar{\vartheta}}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$, расстояние между антеннами d и вектор $\bar{\vartheta}_{01m}$, характеризующий направление антенны A_1 передаются в решающее устройство ПУ для вычисления координат элемента dS согласно (10).

Вычисление координат всех элементов в области D осуществляется сканированием ДН антенны A_1 и поиском для каждого направления $\bar{\vartheta}_{01m}$ оценки $\hat{\bar{\vartheta}}_{02}$ ДН второй антенны. При этом необходимо

последовательно сканировать ДН антенны A_2 при каждом фиксированном направлении максимума ДН антенны A_1 .

Недостатком анализируемой системы является значительное время построения рельефа объекта. Уменьшить время можно использованием метода сканирования ДН антенны с предсказанием угловых направлений.

Метод сканирования ДН антенны с предсказанием угловых направлений. Суть этого метода в следующем: оценка

$\hat{\bar{\vartheta}}_{02}$, получена для $\bar{\vartheta}_{01m-1}$, используется для управления положением максимума

ДН антенны A_2 для текущего направления $\bar{\vartheta}_{01m}$ максимума ДН антенны A_1 (рис. 3).

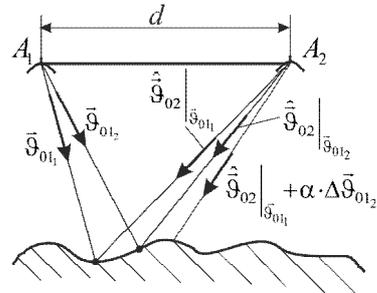


Рис. 3. Геометрия сканирования ДН антенны с предсказанием угловых направлений

При этом сектор сканирования ДН антенны A_2 ограничим следующим образом

$$\bar{\vartheta}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m}} \in \left[\hat{\bar{\vartheta}}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m-1}}; \hat{\bar{\vartheta}}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m-1}} + \alpha \cdot \Delta \bar{\vartheta}_{01} \right], \quad (12)$$

где $\Delta \bar{\vartheta}_{01} = \bar{\vartheta}_{01m} - \bar{\vartheta}_{01m-1}$ – шаг сканирования ДН антенны A_1 , α – коэффициент предсказания, выбор которого осуществляется эмпирически и зависит от степени шероховатости объекта.

Структурная схема, работающая на основе метода сканирования ДН антенны с предсказанием, показана на рис. 4.

Блок управления ($БУ_1$) ДН антенны A_1 сканирует область D ($\bar{\vartheta}_{01m} \in [\bar{\vartheta}_{011}; \bar{\vartheta}_{01m}]$). Информация о первом направлении $\bar{\vartheta}_{011}$ ДН антенны A_1 передается в $БУ_2$ для управления направлением ДН антенны A_2 . Сигналы с выходов ЛЧП 1-й и 2-й антенн подаются на коррелятор и далее в первый блок поиска максимума (MAX_1), на выходе которого получим максимальное значение ВКФ $R_{12}(\tau, \bar{\vartheta}_{02k})|_{\bar{\vartheta}_{011}}$.

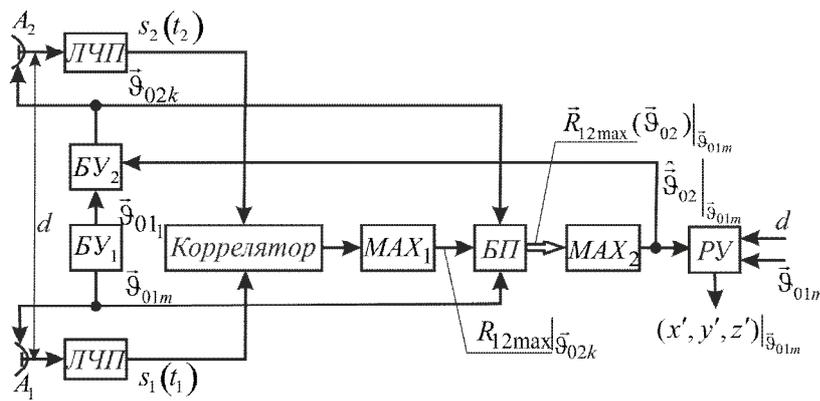


Рис. 4. Структурная схема двухканального пассивного вычислителя координат соответствующая методу сканирования ДН антенны с предсказанием

Это значение записывается в блок памяти (БП), с выхода которого (после сканирования ДН 1-й антенны во всем секторе) вектор максимальных значений ВКФ поступает во второй блок поиска максимума (MAX₂) для нахождения первой оценки $\hat{\vartheta}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$. БУ₁ изменяет направление ДН антенны

A₁ на направление $\bar{\vartheta}_{012}$. Оценка $\hat{\vartheta}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$ используется в БУ₂ для управления процессом сканирования ДН антенны A₂ для направления $\bar{\vartheta}_{012}$ ДН антенны A₁. Область сканирования ДН антенны A₂ ограничена согласно (12). Направление $\bar{\vartheta}_{01m}$, оценка $\hat{\vartheta}_{02}|_{\bar{\vartheta}_{01m}}$ и расстояние d передаются в РУ для вычисления координат элемента области D, характеризуемого направлением $\bar{\vartheta}_{01m}$. Повторяется процесс до тех пор, пока не завершит сканирование ДН антенны A₁ во всем секторе обзора.

Этот метод за счет ограничения сектора сканирования ДН антенны A₂ характеризуется меньшим временем построения рельефа пространственно-протяженного объекта. Значительно уменьшить время построения рельефа пространственно-протяженного объекта можно использованием системы с многолучевыми ДН антенн.

Многолучевая антенная система (рис. 5) позволяет построить рельеф пространственно-протяженного объекта без сканирования ДН антенны.

На выходах ЛЧП 1-й и 2-й антенн такой системы формируются векторы сигналов $\bar{s}_1(t_1, \bar{\vartheta}_{01})$ и $\bar{s}_2(t_2, \bar{\vartheta}_{02})$, соответствующие парциальным лучам ДН антенны A₁ и A₂. Эти векторы передаются в коррелятор для вычисления вектора ВКФ $\bar{R}_{12}(\tau, \bar{\vartheta}_{01}, \bar{\vartheta}_{02})$, который поступает в первый блок MAX₁. Вектор максимальных значений ВКФ с вы-

хода MAX₁ подается во второй блок MAX₂, на выходе которого получим массив оценок направлений ДН антенны A₂. Массивы направлений $\{\bar{\vartheta}_{01}\}$, $\{\hat{\vartheta}_{02}\}$ и расстояние d передаются в РУ для вычисления согласно (10) координат всех элементов области D.

Рассмотренные системы можно реализовать и с обработкой сигналов в частотной области, т.е. реализовать в цифровом виде.

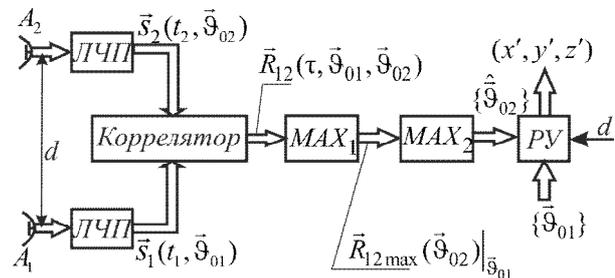


Рис. 5. Структурная схема системы многолучевых антенн

Выводы

Разработан радиометрический метод формирования рельефа пространственно-протяженного объекта с помощью двухантенного радиометра. Метод содержит операции поиска направления, при котором максимумы диаграммы направленности обеих антенн радиометра совпадают в пространстве на некотором участке пространственно-протяженного объекта. Измеренное направление максимума диаграммы направленности второй антенны, направление максимума диаграммы направленности первой антенны и база двухантенной системы позволяют вычислить координаты участка dS пространственно-протяженного объекта по формуле (10). Повторяя эти операции для остальных значений $\bar{\vartheta}_{01}$ или реализуя их одновременно, восстанавливается рельеф пространственно-протяженного объекта.

Предложены структурные схемы, реализующие разработанный метод, в предположении, что диаграмма направленности антенной системы сканирующая, сканирующая с предсказанием и многолучевая.

Приложение А

Вывод уравнения (10) для расчета координат элемента dS в области D при известных направлениях 1-й и 2-й антенн и фиксированном расстоянии d между антеннами

Найдем координаты вспомогательных векторов (см. рис. 1)

$$\begin{aligned} \overline{O'_1 dS} &= (x' - x'_1, y' - y'_1, z' - z'_1), \\ \overline{O'_2 dS} &= (x' - x'_2, y' - y'_2, z' - z'_2), \\ \vec{i}' &= (1, 0, 0); \quad \vec{j}' = (0, 1, 0), \end{aligned} \quad (A.1)$$

где \vec{i}' и \vec{j}' – базисные векторы в декартовой системе координат с началом в т. O' .

Используя формулы вычисления угла между векторами, получим следующие уравнения

$$\begin{cases} \frac{x' - x'_1}{\sqrt{(x' - x'_1)^2 + y'^2 + z'^2}} = \vartheta_{01x}, \\ \frac{y'}{\sqrt{(x' - x'_1)^2 + y'^2 + z'^2}} = \vartheta_{01y}, \\ \frac{y'}{\sqrt{(x' - x'_2)^2 + y'^2 + z'^2}} = \vartheta_{02y}. \end{cases} \quad (A.2)$$

Решив систему (A.2) методом подстановки получим

$$\begin{aligned} x' &= \frac{x'_1 \vartheta_{01y} \vartheta_{02x} - x'_2 \vartheta_{01x} \vartheta_{02y}}{\vartheta_{01y} \vartheta_{02x} - \vartheta_{01x} \vartheta_{02y}}, \\ y' &= \frac{(x'_1 - x'_2) \vartheta_{01y} \vartheta_{02y}}{\vartheta_{01y} \vartheta_{02x} - \vartheta_{01x} \vartheta_{02y}}, \\ z' &= \frac{(x'_1 - x'_2) \vartheta_{02y} \sqrt{1 - \vartheta_{01x}^2 - \vartheta_{01y}^2}}{\vartheta_{01y} \vartheta_{02x} - \vartheta_{01x} \vartheta_{02y}}. \end{aligned} \quad (A.3)$$

Применив $x'_1 = -x'_2 = -d/2$ и

$\vartheta_{01z} = \sqrt{1 - \vartheta_{01x}^2 - \vartheta_{01y}^2}$, получим формулы (10) для определения координат элемента dS .

Список литературы

1. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник [Текст] / Под ред. Я.Д. Шурмана. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 244 с.
2. Ulaby, F.T. Microwave Remote Sensing: Active and Passive, Vol. I [Текст] / F.T. Ulaby, R.K. Moore, A.K. Fung. – Microwave Remote Sensing: Fundamentals and Radio-

metry, Addison-Wesley, Advanced Book Program, Reading, Massachusetts, 1981. – 144 p.

3. Волосяк, В.К. Радиометрическое измерение дальности до пространственно-протяженного объекта [Текст] / В.К. Волосяк, В.В. Павликов, Ву Та Кыонг // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2014. – Т. 13, № 2. – С. 19–25.

4. Волосяк, В.К. Разработка метода построения 3D радиометрических изображений пространственно-протяженных объектов / В.К. Волосяк, В.В. Павликов, Ву Та Кыонг // Труды Седьмой Международной конференции «Акустооптические и радиолокационные методы измерений и обработки информации», 2014 г. 15-17 сентября. Суздаль, Россия. – С. 122.

5. Волосяк, В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст] / В.К. Волосяк, В.Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2008. – 232 с.

6. Волосяк, В.К. Преобразование полей и их корреляционных функций в спектральные характеристики протяженных источников широкополосного излучения [Текст] / В.К. Волосяк // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. – 1993. – Т. 36, № 6. – С. 27–30.

7. Волосяк, В.К. Спектральные преобразования широкополосных полей и их функций когерентности [Текст] / В.К. Волосяк // Изв. высш. учеб. заведений. Радиофизика. – 1993. – Т. 36, № 11. – С. 1061–1063.

8. Волосяк, В.К. Прямые и обратные преобразования при построении спектральных образов случайных полей [Текст] / В.К. Волосяк // Автометрия. – 1995. – № 1. – С. 39–45.

9. Волосяк, В.К. Построение радиоизображений в радиоастрономии с использованием V -преобразований и их модификаций [Текст] / В.К. Волосяк, В.В. Павликов // Радиолокация и радиосвязь: IV Всерос. конф.: сб. докл., 29 нояб. – 3 дек. 2010 г., г. Москва / Ин-т радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Рос. Акад. наук. – М., 2010. – С. 445–449.

10. Фалькович, С.Е. Оптимальный прием пространственно-временных сигналов в радиоканалах с рассеянием [Текст] / С.Е. Фалькович, В.И. Пономарев, Ю.В. Шкварко. – М.: Радио и связь, 1989. – 296 с.

Поступила в редколлегию 2.06.2014

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.В. Лукин, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков.

РАДИОМЕТРИЧНИЙ МЕТОД РЕЛЬЄФОМЕТРІЇ ПРОСТОРОВО-ПРОТЯЖНОГО ОБ'ЄКТА

В.К. Волосяк, В.В. Павліков, Ву Та Кыонг, В.О. Одокієнко

Запропоновано новий радіометричний метод побудови форми рельєфу підстильної поверхні за допомогою двоантенного радіометру. Суть методу полягає в необхідності пошуку напрямків, у яких на одній і тій же ділянці об'єкта пересікаються максимуми парціальних променів діаграм спрямованості антен. Два відомих напрямки і база антенної системи дозволяють обчислити координати ділянки просторово-протяжного об'єкта. Розроблено структурні схеми систем, що реалізують запропонований метод обробки сигналів.

Ключові слова: радіометрія, рельєфометрія, просторово-часова обробка, ширококутовий двоантенний радіометр.

RADIOMETRIC METHOD FOR RELIEF MAPPING OF SPATIAL AND EXTENDED OBJECT

V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov, Vu Ta Cuong, A.V. Odokienko

The new radiometric method for underlying surface relief form creation with the two-antenna radiometer is offered. The main point of a method is searching the maximum directions of the antenna pattern partial beams when the directions are crossed on the same site of object. Two known directions and base of system allow to calculate coordinates of a site of spatial and extended object. Block diagrams of the systems realizing the offered method of signal processing are developed.

Keywords: radiometry, relief mapping (reliefometry), spatio-temporal processing, broadband two-antenna radiometer.