

РАДИОМЕТРИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ДО ПРОСТРАНСТВЕННО-ПРОТЯЖЕННОГО ОБЪЕКТА

В.К. ВОЛОСЮК, В.В. ПАВЛИКОВ, ВУ ТА КЫОНГ

Предложен и исследован новый алгоритм оценивания дальности до произвольного участка пространственно-протяженного объекта радиотеплового излучения с помощью двухантенного радиометра. Алгоритм предполагает оценивание направления максимума диаграммы направленности (ДН) одной из антенн при фиксированном направлении максимума ДН другой антенны. За оценку направления принимается такое положение ДН, при котором достигается максимум взаимной корреляционной функции между сигналами с выходов двух разнесенных антенн. Два известных направления и расстояние между антеннами радиометра необходимы для расчета дальности до участка пространственно-протяженного объекта. Проанализированы направленные свойства узкополосных, многочастотных и сверхширокополосных систем, разработанных согласно предложенному алгоритму.

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

ВВЕДЕНИЕ

Радиометрические системы измерения дальности применяют для решения задач радиоастрономии, радиолокации, медицины и метеорологии. Известные методы [1-5] оценки дальности до источников радиотеплового излучения (РТИ), в отличие от методов активной радиолокации и радиолокации с подсветом, требуют применения многоантенных систем, характеризуются более сложной обработкой пространственно-временных (ПВ) сигналов и невысокой точностью. Такие методы разработаны преимущественно в предположении, что источник излучения является точечным. Это существенно ограничивает круг решаемых задач, в частности задач дистанционного зондирования Земли, где исследуемые объекты пространственно-протяженные.

В статье предлагается новый алгоритм оценивания дальности до площадки пространственно-протяженного объекта РТИ, основанный на использовании информации о наклоне волнового фронта ПВ сигнала, регистрируемого двумя разнесенными антеннами. Исследуются направленные свойства узкополосных, многочастотных и сверхширокополосных систем, реализующих алгоритм.

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 единичной площадки dS'_i апертуры D'_i относительно фазового центра антенной системы задано вектором $\vec{r}'_i + \vec{a}'_i$ ($i=1,2$; $\vec{r}'_i \in D'_i$), где \vec{a}'_i – вектор, характеризующий положение фазового центра O'_i i -й антенны относительно фазового центра антенной системы, \vec{r}'_i – вектор, характеризующий положение пло-

щадки dS'_i относительно фазового центра i -й антенны. Положение излучающей элементарной площадки dS в области D , определяемое радиус-вектором \vec{r} (в декартовой системе координат с началом в т. O), в системе координат, связанной с антенной системой, характеризуется вектором направленных косинусов $\vec{\vartheta} = (\vartheta_x = \cos\theta_x, \vartheta_y = \cos\theta_y)$.

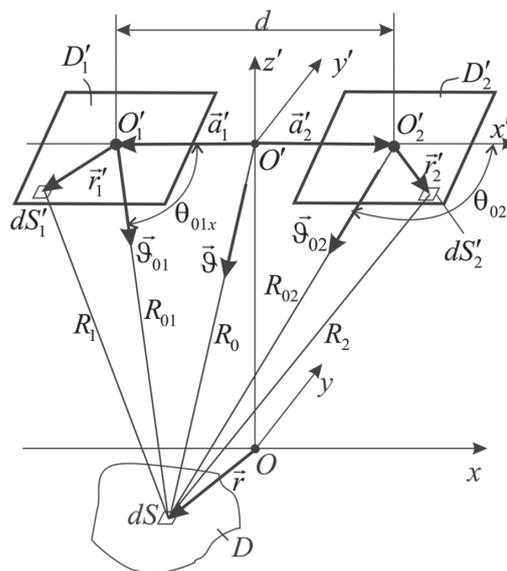


Рис. 1. Геометрия задачи

Постановка задачи. Предполагая, что в двухантенной радиометрической системе (с известным расстоянием между антеннами d) главный лепесток диаграммы направленности (ДН) первой антенны A_1 направлен на элемент поверхности dS (вектор $\vec{\vartheta}_{01}$ известен), а направление $\vec{\vartheta}_{02}$ максимума главного лепестка ДН второй антенны A_2 на этот же участок поверхности dS неизвестно, необходимо оценить дальность до площадки dS с учетом особенностей волнового фронта

ПВ сигнала и статистических характеристик [6] РТИ. Предполагается, что волновой фронт ПВ сигнала РТИ в каждой из антенн A_1 и A_2 плоский, но его наклон к нормали различен в A_1 и A_2 (учитывается сферичность в пределе системы антенн). Кроме того, требуется разработать структурную схему системы и исследовать ее направленные свойства (ДН и область пространственной спектральной чувствительности (ПСЧ)).

Решение задачи. Для решения задачи разработаем модель ПВ сигнала РТИ, исследуем ее статистические характеристики, предложим способ измерения направления главного максимума $\vec{\vartheta}_{02}$ ДН второй антенны на некоторый участок пространственно-протяженного объекта и найдем выражение для расчета дальности до него. Это позволит синтезировать алгоритм, разработать и исследовать структурную схему системы.

Радиометрические сигналы – это случайные сверхширокополосные (СШП) процессы, спектр которых сплошной практически во всем радиодиапазоне. Составим модель радиометрического сигнала применительно к поставленной задаче. Собственную излучающую способность каждого элемента характеризуем функцией [6]:

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

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

Поле вблизи i -й регистрирующей апертуры запишем в виде

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

где $V_F^{-1} \{ \cdot \}$ – оператор обратного V_F -преобразования [6-10], устанавливающий связь между СШП ПВ полем $s_i(t, \vec{r}'_i)$ и его спектрально-угловой плотностью комплексной амплитуды $\dot{A}(f, \vec{\vartheta})$, $R_i(\cdot) = R_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta}) = R_{0i}(\vec{\vartheta}) + \Delta R_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta})$ – расстояние от элемента излучения dS до регистрирующего элемента dS'_i апертуры D'_i , $R_{0i}(\vec{\vartheta})$ – расстояние от центра i -й антенны до элемента излучения, $\vec{\vartheta}_{0i}$ – 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 $\dot{A}(f, \vec{\vartheta})$.

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

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

где экспоненциальный множитель управляет направлением главного лепестка ДН антенны (аргумент экспоненциальной функции – фазовое распределение антенны), $I_i(f, \vec{a}'_i + \vec{r}'_i)$ – амплитудное распределение антенны (амплитудная чувствительность точек раскрытия антенны на частоте f), $\Delta R_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta}_{0i})$ – 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

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

Учтем ограничение полосы частот реальных линейных частей приемника (ЛЧП) коэффициентом передачи $\dot{K}_i(j2\pi f)$. Тогда модель полезного сигнала на выходе ЛЧП i -й антенны запишем в виде

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

Сигнал (5) – это гауссовский процесс с нулевым средним, вся информация о котором сосредоточена в корреляционной функции. Найдем взаимную корреляционную функцию (ВКФ) между сигналами на выходах первой и второй ЛЧП

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

Известно [6, 11], что спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды удовлетворяет условию спектрально-угловой некоррелированности

$$\langle \dot{A}(f_1, \vec{\vartheta}_1) \dot{A}^*(f_2, \vec{\vartheta}_2) \rangle = B(f_1, \vec{\vartheta}_1) \delta(f_1 - f_2) \delta(\vec{\vartheta}_1 - \vec{\vartheta}_2), \quad (7)$$

где $B(f_1, \vec{\vartheta}_1)$ – спектрально-угловая плотность мощности, $\delta(\cdot)$ – дельта-функция, “*” – символ комплексного сопряжения, $\langle \cdot \rangle$ – оператор статистического усреднения.

ВКФ (6) между сигналами $s_1(t_1, \vec{\vartheta}_{01})$ и $s_2(t_2, \vec{\vartheta}_{02})$ примет вид

$$R_{12}(t_1, t_2, \vec{\vartheta}_{01}, \vec{\vartheta}_{02}) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{D_1} \int_{D_2} \int B(f, \vec{\vartheta}) | \dot{K}(j2\pi f) |^2 \times \\ \times I_1(f, \vec{a}'_1 + \vec{r}'_1) I_2(f, \vec{a}'_2 + \vec{r}'_2) \times \\ \times \exp[j2\pi f(t_1 - t_2)] \exp\left[-j2\pi f \frac{R_{01}(\vec{\vartheta}) - R_{02}(\vec{\vartheta})}{A}\right] \times \\ \times \exp\left\{j2\pi f \left[\frac{\Delta \hat{R}_1(\vec{r}'_1, \vec{\vartheta}_{01}) - \Delta R_1(\vec{r}'_1, \vec{\vartheta})}{c} \right]\right\} \times \\ \times \exp\left\{-j2\pi f \left[\frac{\Delta \hat{R}_2(\vec{r}'_2, \vec{\vartheta}_{02}) - \Delta R_2(\vec{r}'_2, \vec{\vartheta})}{c} \right]\right\} d\vec{r}'_1 d\vec{r}'_2 df d\vec{\vartheta}, \quad (8)$$

где учтено 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: $\Delta \hat{R}_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta}_{0i}) - \Delta R_i(\vec{r}'_i, \vec{\vartheta}) = 0$ и $t_i = R_{0i}(\vec{\vartheta})c^{-1}$. Первое условие соответствует выравниванию фазового фронта волны в i -й апертуре антенны (электронным способом или сканированием антенны), а второе – компенсации запаздывания на распространение сигналов к фазовому центру двухэлементной антенной решетки радиометрической системы. При этом определяется направление $\vec{\vartheta}_{02}$, информация о котором подается в вычислитель дальности между фазовым центром O' антенной системы и площадкой dS , реализующий алгоритм

$$R_0 = \sqrt{\frac{2d^2(\sin^2 \theta_{01x} + \sin^2 \theta_{02x}) - d^2 \sin^2(\theta_{02x} - \theta_{01x})}{4\sin^2(\theta_{02x} - \theta_{01x})}}. \quad (9)$$

Структурная схема, соответствующая алгоритму оценки дальности, показана на рис. 2. Здесь A_1 и A_2 – первая и вторая антенны, БУ – блок управления направлением антенны A_2 , ЛЗ $_n$ – линия задержки ($n=1..N$), \times – умножитель, $\frac{1}{T} \int dt$ – интегратор, БП – блок памяти, MAX_i – блок поиска максимума ($i=1,2$), РУ – решающее устройство, реализующее вычисления согласно (9).

Принцип действия схемы следующий. Максимум ДН антенны A_1 фиксирован и характеризуется направлением $\vec{\vartheta}_{01}$. Блок управления (БУ) изменяет направление антенны A_2 согласно условиям

$$\left. \begin{aligned} \vartheta_{02x} &\in (\min \vartheta_{02x}, \vartheta_{01x}), \\ \vartheta_{02y} &\in (0, \vartheta_{01y}) \text{ если } \vartheta_{01y} > 0, \\ \vartheta_{02y} &\in (\vartheta_{01y}, 0) \text{ если } \vartheta_{01y} < 0. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Здесь $\min \vartheta_{02x}$ – минимально возможное технически реализуемое значение косинуса угла сканирования второй антенны.

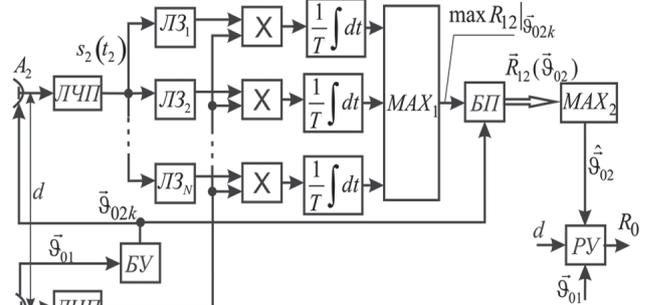


Рис. 2. Структурная схема двухканального пассивного измерителя дальности

Сигнал на выходе ЛЧП антенны A_2 проходит через систему линий задержек ЛЗ $_n$ 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 $R_{12}(\tau, \vec{\vartheta}_{02k})$ ($\tau = t_1 - t_2$) поступают в блок поиска максимума (MAX_1). Максимальное значение ВКФ передается в блок памяти (БП). Значение $\vec{\vartheta}_{02k}$ с БУ так же подается в БП, где запоминается до тех пор, пока вектор $\vec{\vartheta}_{02}$ не примет все возможные значения согласно (10). Завершив процесс сканирования, вектор максимальных значений ВКФ $\vec{R}_{12}(\vec{\vartheta}_{02})$ с выхода БП поступает во второй блок поиска максимума (MAX_2), на выходе которого получим оценку вектора $\hat{\vec{\vartheta}}_{02}$, характеризующего направление антенны A_2 .

Блок поиска максимума можно реализовать различными способами [12]. Естественно, что для получения достоверной оценки

$$\hat{R}_{12} \Big|_{\vec{\vartheta}_{02} = \hat{\vec{\vartheta}}_{02}} = \max \{ \vec{R}_{12}(\vec{\vartheta}_{02}) \}$$

в блоке MAX_2 потребуются разработать методы поиска максимума, основанные на статистических подходах. Последние требуют аналитического вывода плотности распределения вероятностей максимальных значений оценок ВКФ непрерывных стохастических коррелированных и некоррелированных гауссовых процессов. Аналогичные исследования для дискретных сигналов выполнены в [13].

Оценка $\hat{\vec{\vartheta}}_{02}$, расстояние между антеннами d и вектор $\vec{\vartheta}_{01}$, характеризующий направление антенны A_1 , передаются в решающее устройство РУ для определения дальности R_0 между фазовым центром антенной системы и площадкой dS согласно (9).

ИССЛЕДОВАНИЕ НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ

Направленные свойства системы исследуем вначале при выполнении условия квазимонохроматического приближения ($f = f_0$). Упростим геометрию, показанную на рис. 1, и рассмотрим двумерный случай, полагая, что излучает не пространственно-протяженный, а точечный источник с яркостью $B(f, \theta) = B_f \delta(\theta - \theta_0)$. Мощность сигнала на выходе коррелятора равна

$$P(\theta) = R_{12}(\tau = t_1 - t_2, \theta)|_{\tau=0} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B_f \delta(\theta - \theta_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \delta(f - f_0) \times \dot{F}_1(f, \theta, \theta_{01}) \dot{F}_2^*(f, \theta, \theta_{02}) \times \exp\{-j2\pi f [R_{01}(\theta) - R_{02}(\theta)]c^{-1}\} df d\theta = \frac{1}{2} B_0 |\dot{K}(j2\pi f_0)|^2 \dot{F}_s(f_0, \theta, \theta_{01}, \theta_{02}),$$

где

$$\dot{F}_i(f_0, \theta, \theta_{0i}) = \int_{D'} \dot{I}_i(f_0, \vec{a}'_i + \vec{r}'_i, \theta_{0i}) \exp\left[-j2\pi f_0 \frac{\Delta R_i(\vec{r}'_i, \theta)}{c}\right] d\vec{r}'_i -$$

комплексная ДН i -антенны, $B_0 = B_f|_{f=f_0}$, θ_{01} и θ_{02} – углы между направлением главного лепестка ДН i -й ($i=1,2$) антенны и опорным направлением (угловое отклонение влево от опорного направления считается отрицательным, а вправо – положительным),

$$\dot{F}_s(f_0, \theta, \theta_{01}, \theta_{02}) = \dot{F}_1(f_0, \theta, \theta_{01}) \dot{F}_2^*(f_0, \theta, \theta_{02}) \times \exp\{-j2\pi f_0 [R_{01}(\theta) - R_{02}(\theta)]c^{-1}\} \quad (12)$$

– комплексная ДН системы.

Перейдем от трехмерной геометрии задачи к двухмерной (рис. 3).

Формулы измерения дальности от точки S на высоте h до первой и второй антенн найдены (см. рис. 3) в виде

$$R_{01}(\theta) = \sqrt{h^2 + (0,5d - htg\theta)^2}, \quad (13)$$

$$R_{02}(\theta) = \sqrt{h^2 + (0,5d + htg\theta)^2},$$

где θ – угол между направлением приема излучения источника и опорным направлением, h – высота.

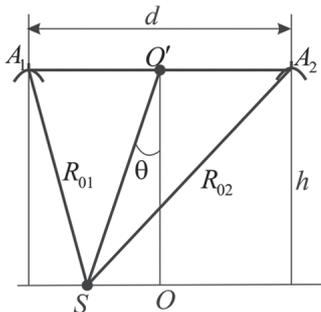


Рис. 3. К расчету направленных свойств двухканальной системы

Аргумент под экспоненциальной функцией в (12), характеризующий фазу запаздывания сигнала между первой и второй антеннами, равен

$$2\pi f_0 \frac{R_{02}(\theta) - R_{01}(\theta)}{c} \approx \frac{2\pi}{\lambda_0} d tg\theta, \quad (14)$$

где $\lambda_0 = c/f_0$ – длина волны.

Из анализа (12) следует, что ДН системы

$$F_s(f_0, \theta, \theta_{01}, \theta_{02}) = \text{Re}[\dot{F}_s(f_0, \theta, \theta_{01}, \theta_{02})]$$

равна произведению ДН первой и второй антенн на периодическую функцию

$$\cos[2\pi f_0 (R_{01} - R_{02})c^{-1}]$$

(рис. 4). Последний множитель вносит многолепестковую структуру с одинаковыми расстояниями между соседними экстремумами. Эта многолепестковая ДН взвешена огибающей $\text{Re}[\dot{F}_1(f_0, \theta, \theta_{01}) \dot{F}_2^*(f_0, \theta, \theta_{02})]$.

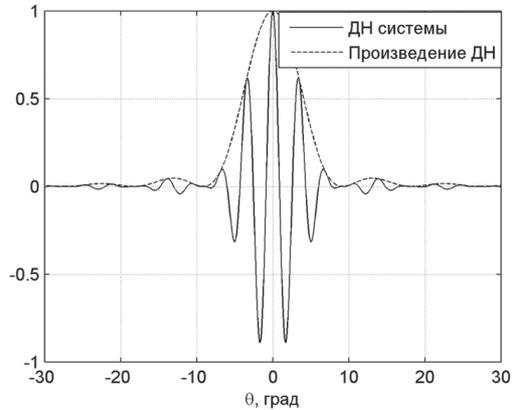


Рис. 4. Нормированная ДН узкополосной системы

Найдем разрешающую способность системы по первым нулям ДН из выражения

$$\cos\left\{\frac{2\pi}{\lambda_0} [R_{02}(\theta) - R_{01}(\theta)]\right\} \approx \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} d tg\theta\right) = 0. \quad (15)$$

Из (15) следует, что ширина ДН узкополосной системы по нулям равна

$$\Delta\theta_{s0} \approx 2\text{arctg}(\lambda_0 / 4d). \quad (16)$$

Подобным же образом найдем ширину лепестка на уровне половинной мощности в виде

$$\Delta\theta_s \approx \text{arctg}(\lambda_0 / 4d). \quad (17)$$

Известно [14], что ширина ДН антенны диаметром D_0 по нулям определяется по формуле

$$\Delta\theta_0 \approx \frac{\lambda_0}{D_0}. \quad (18)$$

Ширина главного лепестка произведения ДН первой и второй антенн $\text{Re}[\dot{F}_1(f_0, \theta, \theta_{01}) \dot{F}_2^*(f_0, \theta, \theta_{02})]$ равна

$$\Delta\theta_{12_0} = \Delta\theta_{1_0} \cap \Delta\theta_{2_0}, \quad (19)$$

где $\Delta\theta_{12_0}$ – ширина произведения ДН первой и второй антенн по нулям, $\Delta\theta_{i_0}$ – ширина ДН i -й ($i=1,2$) антенны по нулям, \cap – оператор пересечения.

В пределе главного лепестка произведения ДН $\text{Re}[\dot{F}_1(f_0, \theta, \theta_{01})\dot{F}_2^*(f_0, \theta, \theta_{02})]$ поместится $\lambda_0[2D_0\text{arctg}(\lambda_0/4d)]^{-1} \approx 2d/D_0$ интерференционных лепестков и измерения угловых координат будут неоднозначными.

Уменьшить неоднозначность системы можно обработкой многочастотных сигналов. При этом ДН многочастотной системы запишем в виде (рис. 5,6)

$$\dot{F}_s(\theta, \theta_{01}, \theta_{02}) = \sum_{i=1}^M \dot{F}_1(f_i, \theta, \theta_{01})\dot{F}_2^*(f_i, \theta, \theta_{02}) \times \exp\{-j2\pi f_i [R_{01}(\theta) - R_{02}(\theta)]c^{-1}\},$$

где M – количество частот.

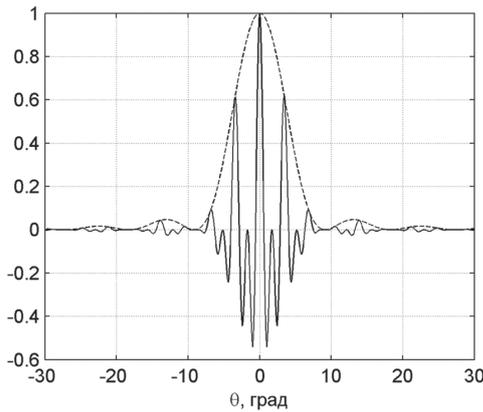


Рис. 5. Нормированная ДН двухчастотной системы ($f_1 = f_0; f_2 = 2f_0$)

Из анализа рис. 5 и рис. 6 следует, что при увеличении количества частот уменьшается амплитуда интерференционных лепестков в ДН и повышается однозначность системы. Предполагая, что система широкополосная или СШП, запишем ДН в виде

$$\dot{F}_s(\theta, \theta_{01}, \theta_{02}) = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} \dot{F}_1(f, \theta, \theta_{01})\dot{F}_2^*(f, \theta, \theta_{02}) \times \exp\left[-j2\pi f \frac{R_{01}(\theta) - R_{02}(\theta)}{c}\right] df. \quad (20)$$

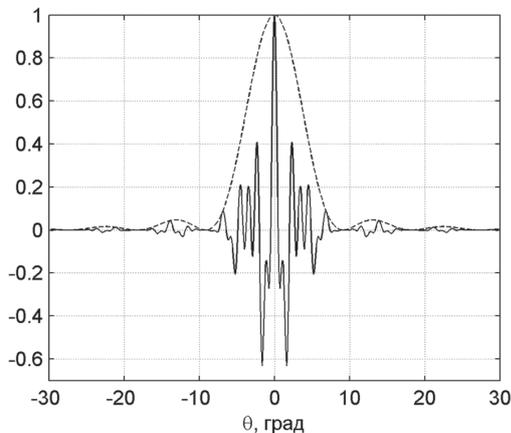


Рис. 6. Нормированная ДН трехчастотной системы ($f_1 = f_0; f_2 = 1,5f_0; f_3 = 3f_0$)

Для широкополосных и СШП процессов ширина ДН может быть значительно уже ширины ДН центральной частоты f_0 и будет иметь один лепесток (рис. 7).

рины ДН центральной частоты f_0 и будет иметь один лепесток (рис. 7).

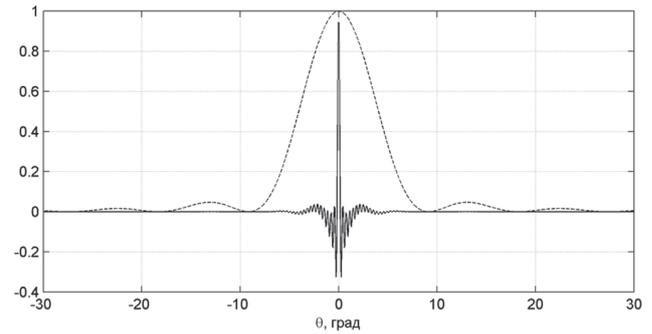


Рис. 7. Нормированная ДН СШП системы ($f \in [f_0; 10f_0]$)

Вид ДН (см. рис. 7) согласуется с формой функции неопределенности двухантенной СШП системы апертурного синтеза [15].

Часто при исследовании направленных свойств системы вместо ДН системы рассматривают ее область ПСЧ [16-18]. Из свойств преобразования Фурье известно, что произведению функций в пространственной области соответствует свертка их Фурье-преобразований в области пространственного спектра

$$F\{\text{Re}[\dot{F}_s(\theta, \theta_{01}, \theta_{02})]\} = F\left\{\text{Re}[\dot{F}_1(\theta, \theta_{01})\dot{F}_2^*(\theta, \theta_{02})] \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} d \text{tg} \theta\right)\right\} = \text{Re}\left[F\{\dot{F}_1(\theta, \theta_{01})\} \otimes F\{\dot{F}_2^*(\theta, \theta_{02})\}\right] \otimes F\left\{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} d \text{tg} \theta\right)\right\}, \quad (21)$$

где $F\{\cdot\}$ – оператор преобразования Фурье, \otimes – оператор свертки.

Пусть распределения полей в апертурах антенн A_1 и A_2 равноамплитудные:

$$I(r') = \begin{cases} 1 & \text{если } r' \in D, \\ 0 & \text{если } r' \notin D. \end{cases}$$

ДН каждой из антенн $F(\theta) \sim \text{sinc}(\theta)$. Тогда

$$F\{\dot{F}_1(\theta, \theta_{01})\} \otimes F\{\dot{F}_2^*(\theta, \theta_{02})\} = I_1(r') \otimes I_2(r')$$

имеет треугольную форму, ширина которой по основанию равна $2D$.

Представим последний множитель в правой части (21) в виде

$$F\left\{\cos\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} d \text{tg} \theta\right)\right\} = \frac{1}{2} \delta\left[2\pi d \left(\frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_0}\right)\right] + \frac{1}{2} \delta\left[2\pi d \left(\frac{1}{\lambda} + \frac{1}{\lambda_0}\right)\right] = \frac{1}{2} \delta(2\pi(f_{sp} - f_{sp0})) + \frac{1}{2} \delta(2\pi(f_{sp} + f_{sp0})), \quad (22)$$

где $f_{sp} = d/\lambda$ – пространственные частоты, $f_{sp0} = d/\lambda_0$ – пространственная частота, соответствующая длине волны λ_0 , $\delta(\cdot)$ – дельта-функция.

Окончательно, область ПСЧ примет вид

$$F\left\{\operatorname{Re}\left[\dot{F}_S(\theta, \theta_{01}, \theta_{02})\right]\right\} = \underbrace{I_1(r') \otimes I_2(r')}_A \otimes \underbrace{\left[\frac{1}{2}\delta\left(2\pi(f_{sp} - f_{sp0})\right) + \frac{1}{2}\delta\left(2\pi(f_{sp} + f_{sp0})\right)\right]}_B \quad (23)$$

На рис. 8 показаны сечения области ПСЧ одной антенны (A) и дельта-функций (B), расположенных в области пространственных частот, а также результат их свертки ($A \otimes B$).

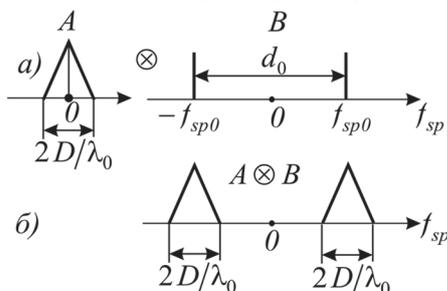


Рис. 8. Графическое представление процесса формирования области ПСЧ узкополосной системы:

- а) составляющие A и B выражения (23),
- б) область ПСЧ одночастотной системы

При увеличении количества частот область ПСЧ системы расширяется. Случай трехчастотной системы показан на рис. 9.

Известно [15–18], что для получения ДН с одним главным лепестком требуется обрабатывать как можно больше частот и исключать пропуски («дыры») в области ПСЧ. На рис. 9 имеется две таких области нечувствительности: между первой и второй, а также второй и третьей треугольными областями ПСЧ.

Использование СШП систем позволяет существенно заполнить область ПСЧ или, что то же самое, – синтезировать апертуру в плоскости пространственных частот антенной системы (рис. 10).

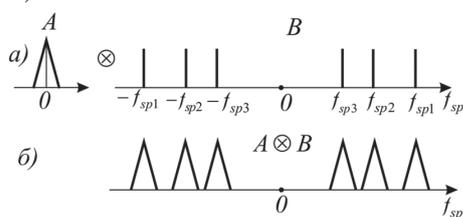


Рис. 9. Графическое представление процесса формирования области ПСЧ трехчастотной системы:

- а) составляющие A и B выражения (23),
- б) область ПСЧ трехчастотной системы

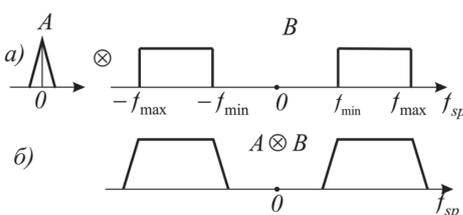


Рис. 10. Область ПСЧ СШП системы

Из проведенного анализа следует, что ДН и область ПСЧ влияют на однозначность и точ-

ность оценивания дальности. Устранить неоднозначность при одновременном сужении главного лепестка ДН (заполнении области ПСЧ) можно, обрабатывая СШП ПВ сигналы.

ВЫВОДЫ

Предложен и исследован новый алгоритм обработки пространственно-временных сигналов в двухканальном радиометре, обеспечивающий оценивание дальности до произвольного участка пространственно-протяженного объекта радиотеплового излучения. На первом этапе обработки сигналов определяется направление максимума диаграммы направленности одной из антенн радиометра в предположении, что направление диаграммы направленности другой антенны известно. Для расчета дальности до участка dS пространственно-протяженного объекта используется информация о направлениях главных максимумов обеих антенн на участок dS и расстоянии между фазовыми центрами антенн.

Отмечена необходимость поиска плотности распределения вероятностей максимальных значений оценок взаимных корреляционных функций непрерывных стохастических коррелированных и некоррелированных гауссовых процессов с последующим достоверным оцениванием направления на участок dS .

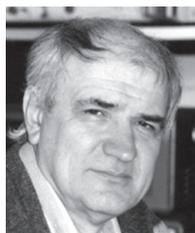
Исследованы диаграммы направленности и области пространственной спектральной чувствительности квазимонохроматической, многочастотной и сверхширокополосной радиометрических систем.

Литература

- [1] Перцов С.В., Перцова А.Г. Радиотеплолокация. – М.: Воениздат, 1970. – 132 с.
- [2] Дулевич В.Е. Теоретические основы радиолокации. – М.: Советское радио, 1978. – 608 с.
- [3] Куликовский А.А. Справочник по радиоэлектронике в трех томах. Под общ. ред. проф. А. А. Куликовского. Т.3. – М.: Энергия, 1970. – 816 с.
- [4] Казаринова Ю.М., Гришин Ю.П., Ипатов В.П. Радиотехнические системы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
- [5] Угломерно-базовый способ измерения дальности [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.findpatent.ru/patent/218/2184981.html> – 08.04.2014 г.
- [6] Волосяк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с.
- [7] Волосяк В.К. Преобразование полей и их корреляционных функций в спектральные характеристики протяженных источников широкополосного излучения // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. – 1993. – Т. 36, № 6. – С. 27–30.
- [8] Волосяк В.К. Спектральные преобразования широкополосных полей и их функций когерентности // Изв. высш. учеб. заведений. Радиофизика. – 1993. – Т. 36, № 11. – С. 1061–1063.

- [9] *Волосюк В.К.* Прямые и обратные преобразования при построении спектральных образов случайных полей // *Автоматрия*. — 1995. — № 1. — С. 39–45.
- [10] *Волосюк В.К., Павликов В.В.* Построение радиоизображений в радиоастрономии с использованием V-преобразований и их модификаций // *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.*
- [11] *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.
- [12] Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС — информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / Под ред. А. И. Канашенкова и В. И. Меркулова. — М.: Радиоотехника, 2006. — 656 с.
- [13] *Леховицкий Д.И., П.М. Флексер, Д.В. Атаманский, С.И. Бурковский* Статистические характеристики различия гауссовских коррелированных и некоррелированных случайных сигналов по обучающим выборкам конечного объема // *Зарубежная радиоэлектроника*. — 2001. — № 6 — С. 49-59.
- [14] *Шифрин Я.С.* Антенны : учеб. пособие. — Харьков : Изд-во ВИРТА им. Л. А. Говорова, 1976. — 408 с.
- [15] *Павликов В.В.* Статистический синтез алгоритмов формирования радиометрических изображений в двухантенных сверхширокополосных системах апертурного синтеза // *Физические основы приборостроения*. — 2013. — Т. 2, № 2. — С. 88–96.
- [16] Построение изображений в астрономии по функциям когерентности : [докл. коллоквиума Междунар. астрон. союза, 10–12 авг. 1978 г., Гронинген (Нидерланды)] / под ред. К. Ван Схонвелда ; пер. с англ. Л. Р. Когана, В. И. Костенко. — М.: Мир, 1982. — 318 с.
- [17] *Уилсон Т.Л. Рольфс К., Хюттемейстер С.* Инструменты и методы радиоастрономии : [монография] : пер. с англ. / пер. с англ. под ред. С. А. Трушкина. — М.: Физматлит, 2013. — 568 с.
- [18] *Павликов В.В.* Оптимальное восстановление радиометрических изображений в многоантенных сверхширокополосных радиометрических системах // *Системы озброєння і військова техніка, Вип. 1(33)*. — 2013. — С. 103–111.

Поступила в редколлегию 8.04.2014



Волосюк Валерий Константинович, профессор, доктор технических наук, профессор кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт». Научные интересы: статистическая теория радиотехнических систем, дистанционное зондирование, комплексирование активных и пассивных радиолокационных систем.



Павликов Владимир Владимирович, доктор технических наук, доцент кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт». Научные интересы: статистическая теория пассивной радиолокации.



Ву Та Кыонг, аспирант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт».

УДК 621.396

Радиометричне вимірювання дальності до просторово-протяжного об'єкта / В.К. Волосюк, В.В. Павліков, Ву Та Кыонг // *Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал*. — 2014. — Том 13. № 2. — С. 105–111.

Запропоновано та досліджено новий евристичний алгоритм вимірювання дальності до довільної ділянки просторово-протяжного об'єкта радіотеплового випромінювання за допомогою двоантенного радіометра. Алгоритм передбачає оцінювання напрямку максимуму діаграми спрямованості (ДС) однієї з антен при фіксованому напрямку ДС другої. За оцінку напрямку приймається таке положення ДС, при якому досягається максимум взаємної кореляційної функції між сигналами з виходів двох рознесених антен. Два відомих напрямки при фіксованій базі радіометра дозволяють розрахувати дальність до ділянки просторово-протяжного об'єкта. Проаналізовано характеристики спрямованості вузькосмугових, багаточастотних і надширокосмугових систем, розроблених відповідно до запропонованого алгоритму.

Ключові слова: радіометрія, просторово-часова обробка, вимірювання дальності, широкосмуговий двоантенний радіометр.

Лл.: 10. Бібліогр.: 18 найм.

UDC 621.396

Radiometric distance measurement to spatially extended object / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, Vu Ta Cuong // *Applied Radio Electronics: Sci. Journ.* — 2014. — Vol. 13. — № 2. — P. 105–111.

A new heuristic distance measurement algorithm to a random area of a spatially extended object of radio thermal radiation by means of a two-antenna radiometer is offered and investigated. The algorithm assumes an estimation of antenna pattern (AP) maximum direction of one of antennas at the fixed maximum direction of the AP of the second antenna. The direction estimation is taken as such a position of AP when the maximum of mutual correlation function between signals from exits of two distributed antennas is reached. Two known directions and the distance between the radiometer antennas are necessary to calculate the distance to the area of a spatially extended object. The directed properties of the narrowband, multifrequency and ultra-wideband systems developed according to the offered algorithm are analyzed.

Keywords: radiometry, space-time processing, distance measurement, wideband two-antenna radiometer.

Fig.: 10. Ref.: 18 ref.