УДК 621.396.96:621.391.26

ОБОБЩЕННАЯ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ БИСТАТИЧЕСКОЙ НАЗЕМНО-КОСМИЧЕСКОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ ПЕРЕДАТЧИКА

© 2004 В. И. Костылев, В. М. Петров

Воронежский государственный университет

С помощью полученной нормированной автокорреляционной функции обрабатываемого сигнала в статье проведен анализ пространственного разрешения бистатической наземно-космической радиолокационной системы с синтезированием апертуры передатчика.

Показано, что бистатическая наземно-космическая РЛС с синтезированием апертуры передатчика позволяет измерить две из трех координат цели. При этом естественными для измерения являются дальность R цели, измеряемая по времени запаздывания принимаемого сигнала, и проекция x радиуса-вектора цели на направление линии пути спутника, измеряемая по доплеровскому сдвигу частоты принимаемого сигнала. Получены формулы для разрешающей способности по этим двум параметрам.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие радиолокации в последние десятилетия шло под знаком резкого повышения требований к основным характеристикам РЛС [1]. Несмотря на значительный прогресс в технике основных элементов и устройств РЛС, возросшие требования во многих случаях не удается удовлетворить в рамках традиционного построения РЛС [1]. Одно из новых перспективных направлений — бистатические наземно-космические РЛС с передатчиком, расположенным на спутнике, и приемником, расположенным на (или вблизи) поверхности Земли. При этом вследствие движения спутника может быть осуществлено синтезирование апертуры передатчика. Такие системы в англоязычной литературе получили название SSBSAR* [2].

Одна из ключевых характеристик любой радиолокационной системы — ее пространственное разрешение. В традиционных РЛС информацию о пространственном разрешении получают путем анализа автокорреляционной функции обрабатываемого сигнала [3], называемой также обобщенной функцией неопределенности [4] или функцией рассогласования [5]. В теории РЛС с синтезированием апертуры (РСА) принято изучать разрешение путем анализа так называемой функции расширения точки [6]. Использовать автокорреляционную функцию сигнала для анализа разрешения РСА обычно не принято [7].

Цель настоящей работы — получить аналитические выражения для автокорреляционной функции обрабатываемого сигнала бистатической наземно-космической РЛС с синтезированием апертуры передатчика.

АНАЛИЗ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ БИСТАТИЧЕСКОЙ НАЗЕМНО-КОСМИЧЕСКОЙ РЛС С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ ПЕРЕДАТЧИКА

Автокорреляционная функция является универсальной характеристикой сигнала, определяющей его влияние на основные качественные показатели системы. Ширина главного максимума и уровень боковых лепестков модуля автокорреляционной функции сигнала характеризуют селективные свойства системы. Точность оценки параметров при заданном отношении сигнал—помеха зависит от остроты главного максимума автокорреляционной функции.

Комплексная автокорреляционная функция временного сигнала определяется выражением [3]

$$\dot{\Psi}(\mathbf{l}_1, \mathbf{l}_2) = \int \dot{s}(t; \mathbf{l}_1) \dot{s}^*(t; \mathbf{l}_2) dt, \qquad (1)$$

* SSBSAR — аббревиатура от Space-Surface Bistatic Synthetic Aperture Radar.

где $\dot{s}(t,\mathbf{l})$ — комплексный обрабатываемый сигнал; $\mathbf{l}$ — вектор измеряемых параметров сигнала. В (1) предполагается интегрирование по бесконечным пределам. При этом подразумевается, что функция $\dot{s}(t,\mathbf{l})$ тождественно равна нулю вне временного интервала наблюдения.

Для изучения формы автокорреляционной функции в чистом виде независимо от интенсивности принимаемых сигналов вводят [3] нормированную автокорреляционную функцию

$$\dot{\psi}(\mathbf{l}_1,\mathbf{l}_2) = \frac{\dot{\Psi}(\mathbf{l}_1,\mathbf{l}_2)}{\sqrt{\dot{\Psi}(\mathbf{l}_1,\mathbf{l}_1)\dot{\Psi}(\mathbf{l}_2,\mathbf{l}_2)}}. \qquad (2)$$

Определим нормированную автокорреляционную функцию бистатической наземно-космической РЛС с синтезированием апертуры передатчика. В качестве основной модели цели примем точечную изотропно переизлучающую цель, создающую в однородной среде сферическую волну.

Для описания электромагнитных волн в пространстве введем декартову X, Y, Z систему координат. Будем полагать, что она представляет собой нормальную земную систему координат [8], а именно, будем полагать, что начало координат O совпадает с фазовым центром приемной антенны, ось координат OZ направлена в зенит, а ось OX параллельна линии пути* спутника.

Обозначим через $\mathbf{R}$ радиус-вектор цели T. Декартовы координаты цели $\{x, y, z\}$ есть проекции радиуса-вектора $\mathbf{R}$ на координатные оси OX, OY и OZ, т.е. $\mathbf{R} = x\mathbf{i} + y\mathbf{j} + z\mathbf{k}$, где $\mathbf{i}$, $\mathbf{j}$ и $\mathbf{k}$ — орты координатных осей OX, OY и OZ. Модуль радиуса-вектора $\mathbf{R}$ есть дальность цели $R = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$.

Через $\mathbf{R}_G = \mathbf{r} + \mathbf{V}t = (x_G + Vt)\mathbf{i} + y_G\mathbf{j} + h_G\mathbf{k}$ обозначим радиус-вектор спутника G. Здесь $\mathbf{r}$ — радиус-вектор спутника в начальный момент времени; V — путевая скорость [8] спутника, совпадающая в нашем случае с модулем вектора скорости $\mathbf{V}$ спутника; $\{x_G, y_G, h_G\}$ — проекции радиуса-вектора $\mathbf{r}$ на координатные оси OX, OY и OZ; h_G — высота полета [8] спутника.

Пусть спутник излучает зондирующий сигнал

$$\dot{s}_G(t) = \dot{S}_G(t)\exp(j2\pi ft), \qquad (3)$$

где $\dot{S}_G(t)$ — комплексная огибающая зондирующего сигнала и f — его несущая частота.

Напряженность поля волны, достигающей цели, определяется соотношением

$$\dot{u}_0(t;\mathbf{R},\mathbf{R}_G) = \frac{C_1}{|\mathbf{R}_G - \mathbf{R}|}\dot{s}_G\left(t - \frac{|\mathbf{R}_G - \mathbf{R}|}{c}\right), \qquad (4)$$

где $|\mathbf{R}_G - \mathbf{R}|$ — расстояние между спутником и целью; C_1 — постоянный множитель [3]; $c = 299792458$ м/с — скорость света.

Напряженность переизлученного целью поля в начале координат, соответствующем фазовому центру приемной антенны, есть

$$\dot{u}_1(t;\mathbf{R},\mathbf{R}_G) = \frac{C_2}{R|\mathbf{R}_G - \mathbf{R}|}\dot{s}_G\left(t - \frac{R + |\mathbf{R}_G - \mathbf{R}|}{c}\right)\exp(j\theta), \qquad (5)$$

где C_2 — постоянный множитель, пропорциональный C_1 и квадратному корню из эффективной площади рассеяния цели; θ — изменение фазы волны при переотражении от цели.

Пронормируем амплитуду поля (5) следующим образом: $C_2 = arR$, где $r = |\mathbf{r}|$. Тогда

$$\dot{u}_1(t;\mathbf{R},\mathbf{r},\mathbf{V}) = \frac{\dot{a}r}{|\mathbf{r} + \mathbf{V}t - \mathbf{R}|}\dot{s}_G\left(t - \frac{R + |\mathbf{r} + \mathbf{V}t - \mathbf{R}|}{c}\right), \qquad (6)$$

$\dot{a} = a\exp(j\theta)$.

Наряду с полем (6) на приемную антенну падает поле, напрямую создаваемое излучением спутника. Скалярное выражение для его напряженности аналогично (4) и (6):

$$\dot{u}_0(t;\mathbf{r},\mathbf{V}) = \frac{C_3}{|\mathbf{r} + \mathbf{V}t|}\dot{s}_G\left(t - \frac{|\mathbf{r} + \mathbf{V}t|}{c}\right) = \frac{br}{|\mathbf{r} + \mathbf{V}t|}\dot{s}_G\left(t - \frac{|\mathbf{r} + \mathbf{V}t|}{c}\right). \qquad (7)$$

При обнаружении цели T, измерении ее параметров или решении других задач дистанционного зондирования поле (7) является помеховым.

Таким образом, за счет излучения спутника G на приемную антенну будет падать электромагнитное поле со скалярной напряженностью

$$\dot{u}(t;\mathbf{R},\mathbf{r},\mathbf{V}) = \dot{u}_1(t;\mathbf{R},\mathbf{r},\mathbf{V}) + \dot{u}_0(t;\mathbf{r},\mathbf{V}). \qquad (8)$$

* Проекцию траектории полета спутника на земную поверхность называют линией пути [8].

Первое слагаемое в (8) определяет полезное поле, несущее информацию о цели, а второе — помеховое поле.

Сигнал, формируемый приемной антенной из поля (8), обозначим $\dot{s}(t;\mathbf{R})$ и представим в виде

$$\dot{s}(t;\mathbf{R}) = \dot{I}\dot{u}_1(t;\mathbf{R},\mathbf{r},\mathbf{V}) + \dot{I}\dot{u}_0(t;\mathbf{r},\mathbf{V}) + \dot{n}(t), \quad (9)$$

где $\dot{n}(t)$ — комплексный белый шум; $\dot{I}$ — комплексный коэффициент усиления антенны.

Как видно из (9) и предыдущих формул, сигнал $\dot{s}(t;\mathbf{R})$ содержит информацию о трех координатах цели, четырех параметрах спутника (трех координатах x_G, y_G, h_G и путевой скорости V) и трех неизвестных параметрах (a,b,θ), связанных с распространением и переотражением радиоволн. Полагаем в дальнейшем, что полезной является только информация о координатах цели.

$$|\mathbf{r}+\mathbf{V}t-\mathbf{R}| =$$

$$= \sqrt{r^2 + V^2t^2 + R^2 + 2(\mathbf{r},\mathbf{V})t - 2(\mathbf{R},\mathbf{r}+\mathbf{V}t)} =$$

$$= r\left\{1 + \frac{V^2t^2 + R^2 + 2x_GVt - 2[x(x_G+Vt) + yy_G + zh_G]}{r^2}\right\}^{1/2}. \quad (13)$$

Учитывая, что r существенно превосходит все остальные расстояния, приближенно запишем

$$|\mathbf{r}+\mathbf{V}t-\mathbf{R}| \approx$$

$$\approx r + \frac{V^2t^2 + R^2}{2r} + \frac{x_GVt - [x(x_G+Vt) + yy_G + zh_G]}{r}. \quad (14)$$

Подставим (14) в (11):

$$\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}) = \dot{I}\dot{a}\dot{S}_G\left(t - \frac{r+R}{c} - \frac{x_G - x}{cr}Vt - \frac{R^2+V^2t^2}{2cr} + \frac{xx_G + yy_G + zh_G}{cr}\right)\times$$
$$\times\exp\left\{j2\pi\left[ft - \frac{1}{\lambda}\left(\frac{x_G - x}{r}Vt + \frac{R^2+V^2t^2}{2r} + r + R - \frac{xx_G + yy_G + zh_G}{r}\right)\right]\right\}, \quad (15)$$

Сделаем в точных формулах (6) и (7) некоторые упрощающие предположения. Во-первых, будем полагать, что дальность r спутника достаточно велика и существенно превосходит все остальные расстояния рассматриваемой задачи, в том числе дальность цели и расстояние, пролетаемое спутником за время обработки сигнала $\dot{s}(t;\mathbf{R})$. Поэтому в знаменателях формул (6) и (7) можно положить $|\mathbf{r}+\mathbf{V}t-\mathbf{R}| \approx r$ и $|\mathbf{r}+\mathbf{V}t| \approx r$ для всех t, представляющих практический интерес. Тогда

$$\dot{s}(t;\mathbf{R}) = \dot{\sigma}(t;\mathbf{R}) + \dot{\sigma}_\pi(t) + \dot{n}(t), \quad (10)$$

где

$$\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}) = \dot{I}\dot{a}\dot{s}_G\left(t - \frac{R + |\mathbf{r}+\mathbf{V}t-\mathbf{R}|}{c}\right) \quad (11)$$

— полезный комплексный сигнал и

$$\dot{\sigma}_\pi(t) = \dot{I}b\dot{s}_G\left(t - \frac{|\mathbf{r}+\mathbf{V}t|}{c}\right) \quad (12)$$

— мешающий комплексный сигнал.

Нетрудно убедиться, что входящий в (11) модуль линейной комбинации векторов может быть представлен как

где $\lambda = c/f$ — длина волны. Вводя обозначения

$$\zeta = 1 + \frac{V}{cr}\left(x - x_G - \frac{Vt}{2}\right) \quad (16)$$

и

$$t_0 = \frac{1}{c}\left(r + R + \frac{R^2}{2r} - \frac{xx_G + yy_G + zh_G}{r}\right), \quad (17)$$

выражение (15) можно записать в виде

$$\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}) = \dot{I}\dot{a}\dot{S}_G(\zeta t - t_0)\times$$
$$\times\exp\left\{j2\pi\left[ft - \frac{1}{\lambda}\left(\frac{x_G - x}{r}Vt + \frac{V^2t^2}{2r} + r + R + \frac{R^2}{2r} - \frac{xx_G + yy_G + zh_G}{r}\right)\right]\right\}. \quad (18)$$

Учитывая, что $V \ll c$, а также $R \ll r$, $x_G \ll r$ и $Vt_{max} \ll r$, можно положить в (18) $\zeta \approx 1$:

$$\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}) = \dot{I}\dot{a}\dot{S}_G(t - t_0)\times$$
$$\times\exp\left\{j2\pi\left[ft - \frac{1}{\lambda}\left(\frac{x_G - x}{r}Vt + \frac{V^2t^2}{2r} + r + R + \frac{R^2}{2r} - \frac{xx_G + yy_G + zh_G}{r}\right)\right]\right\}. \quad (19)$$

Учтем также в (17), что $R \ll r$. Тогда $t_0 \approx (r+R)/c$ и

$$\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}) = \dot{I}\dot{a}\dot{S}_G\left(t-\frac{r+R}{c}\right)\times$$
$$\times\exp\left\{j2\pi\left[ft-\frac{1}{\lambda}\left(\frac{x_G-x}{r}Vt+\frac{V^2t^2}{2r}+r+R+\right.\right.\right. \tag{20}$$
$$\left.\left.\left.+\frac{R^2}{2r}-\frac{xx_G+yy_G+zh_G}{r}\right)\right]\right\}.$$

В соответствии с определениями (1) и (2) нормированная комплексная автокорреляционная функция полезного сигнала $\dot{\sigma}(t;\mathbf{R})$ имеет вид

$$\dot{\psi}(\mathbf{R}_1,\mathbf{R}_2) = \frac{\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}_1)\dot{\sigma}^*(t;\mathbf{R}_2)dt}{\sqrt{\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{\sigma}(t_1;\mathbf{R}_1)\right|^2dt_1\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{\sigma}(t_2;\mathbf{R}_2)\right|^2dt_2}} =$$
$$= C\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}_1)\dot{\sigma}^*(t;\mathbf{R}_2)dt, \tag{21}$$

где C — положительный вещественный множитель, определяемый условием нормировки $\dot{\psi}(\mathbf{R},\mathbf{R}) = 1$. А интересующий нас модуль нормированной автокорреляционной функции равен

$$\psi(\mathbf{R}_1,\mathbf{R}_2) = C\left|\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{\sigma}(t;\mathbf{R}_1)\dot{\sigma}^*(t;\mathbf{R}_2)dt\right|. \tag{22}$$

Подставляя (20) в (22), получим

$$\psi(\mathbf{R}_1,\mathbf{R}_2) = C\left|\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_G\left(t-\frac{r+R_1}{c}\right)\dot{S}_G^*\left(t-\frac{r+R_2}{c}\right)\times\right.$$
$$\left.\times\exp\left(j2\pi\frac{x_1-x_2}{r\lambda}Vt\right)dt\right|. \tag{23}$$

Простой заменой переменной интегрирования выражение (23) можно преобразовать в

$$\psi(\mathbf{R}_1,\mathbf{R}_2) \equiv \psi(\Delta R,\Delta x) =$$
$$= C\left|\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_G(t)\dot{S}_G^*\left(t-\frac{\Delta R}{c}\right)\exp\left(-j2\pi\frac{\Delta x}{r\lambda}Vt\right)dt\right| =$$
$$= \psi_G\left(\frac{\Delta R}{c},-\frac{\Delta x}{r\lambda}V\right), \tag{24}$$

где $\Delta R = R_2 - R_1$; $\Delta x = x_2 - x_1$;

$$\psi_G(\tau;\Phi) = C_G\left|\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_G(t)\dot{S}_G^*(t-\tau)\exp(j2\pi\Phi t)dt\right| \tag{25}$$

— нормированная функция неопределенности (модуль нормированной комплексной автокорреляционной функции) комплексной огибающей зондирующего сигнала; C_G — константа, определяемая из условия нормировки $\psi_G(0,0) = 1$.

В бистатической наземно-космической РЛС зондирующий сигнал представляет собой пакет (пачку) периодически повторяющихся радиоимпульсов, поэтому

$$\dot{S}_G(t) = \wp(t;T)\sum_{i=-\infty}^{\infty}\dot{S}_0(t-iT_0), \tag{26}$$

где T — длительность пакета радиоимпульсов; T_0 — период повторения радиоимпульсов; $\dot{S}_0(t)$ — комплексная огибающая одного радиоимпульса;

$$\wp(t;T) = \begin{cases}1, & t\in[-T/2,T/2],\\ 0, & t\notin[-T/2,T/2]\end{cases} \tag{27}$$

— видеоимпульс единичной амплитуды длительностью T.

Можно показать [9], что сигнал (26) имеет функцию неопределенности

$$\psi_G(\tau;\Phi) =$$
$$= C_G\left|\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty}\psi_\wp(\tau;\Phi-j/T_0)\dot{\psi}_0(\tau-iT_0;j/T_0)\right|, \tag{28}$$

где

$$\psi_\wp(\tau;\Phi) = C_\wp\int\limits_{-\infty}^{\infty}\wp(t;T)\wp(t-\tau;T)\exp(j2\pi\Phi t)dt =$$
$$= \wp(\tau;2T)\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)\frac{\sin[\pi(T-\tau)\Phi]}{\pi(T-\tau)\Phi} \tag{29}$$

— нормированная автокорреляционная функция видеоимпульса (27); $C_\wp$ — константа, определяемая из условия нормировки $\psi_\wp(0,0) = 1$;

$$\dot{\psi}_0(\tau;\Phi) = C_0\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{S}_0(t)\dot{S}_0^*(t-\tau)\exp(j2\pi\Phi t)dt \tag{30}$$

— нормированная автокорреляционная функция комплексной огибающей радиоимпульса $\dot{S}_0(t)$. Подставляя (29) и (30) в (28), получим

$$\psi_G(\tau;\Phi) = \wp(\tau;2T)\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)C_G \times$$
$$\times\left|\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty}\frac{\sin[\pi(T-\tau)(\Phi-j/T_0)]}{\pi(T-\tau)(\Phi-j/T_0)}\dot{\psi}_0(\tau-iT_0;j/T_0)\right|. \quad (31)$$

С учетом (31) преобразуем (24) в

$$\psi(\Delta R,\Delta x) == \wp(\Delta R;2T)\left(1-\frac{|\Delta R|}{cT}\right)C_G\left|\sum_{i=-\infty}^{\infty}\sum_{j=-\infty}^{\infty}\frac{\sin\left[\pi\left(T-\frac{\Delta R}{c}\right)\left(\frac{\Delta x}{r\lambda}V+\frac{j}{T_0}\right)\right]}{\pi\left(T-\frac{\Delta R}{c}\right)\left(\frac{\Delta x}{r\lambda}V+\frac{j}{T_0}\right)}\dot{\psi}_0\left(\frac{\Delta R}{c}-iT_0;\frac{j}{T_0}\right)\right|. \quad (32)$$

Пачка содержит по крайней мере несколько повторяющихся радиоимпульсов, поэтому T по крайней мере в несколько раз превышает T_0. При этом с высокой степенью точности можно считать, что функции $\psi_\wp(\tau;\Phi-j/T_0)$ с различными значениями j не перекрываются. Поэтому для рабочего интервала t $(|\tau|<T_0)$

$$\psi_G(\tau;\Phi) = C_G\sum_{i=-\infty}^{\infty}\left|\psi_\wp(\tau;\Phi-i/T_0)\right|\left|\dot{\psi}_0(\tau;i/T_0)\right| =$$
$$= \wp(\tau;2T)\left(1-\frac{|\tau|}{T}\right)\times$$
$$\times C_G\sum_{i=-\infty}^{\infty}\left|\frac{\sin\left[\pi(T-\tau)(\Phi-i/T_0)\right]}{\pi(T-\tau)(\Phi-i/T_0)}\right|\left|\dot{\psi}_0(\tau;i/T_0)\right| \quad (33)$$

и

$$\psi(\Delta R,\Delta x) = \wp(\Delta R;2T)\left(1-\frac{|\Delta R|}{cT}\right)\times$$
$$\times C_G\sum_{i=-\infty}^{\infty}\left|\dot{\psi}_0\left(\frac{\Delta R}{c};\frac{i}{T_0}\right)\right|\left|\frac{\sin\left[\pi\left(T-\frac{\Delta R}{c}\right)\left(\frac{\Delta x}{r\lambda}V+\frac{i}{T_0}\right)\right]}{\pi\left(T-\frac{\Delta R}{c}\right)\left(\frac{\Delta x}{r\lambda}V+\frac{i}{T_0}\right)}\right|. \quad (34)$$

Основной пик функции неопределенности когерентной пачки радиоимпульсов, принимая во внимание, что ширина спектра элементарного сигнала значительно больше ширины спектра срезающей функции, определяется формулой [9]

$$\psi_G(\tau;\Phi) =$$
$$= \left|\psi_\wp(0;\Phi)\right|\left|\dot{\psi}_0(\tau;0)\right| = \frac{\sin(\pi T\Phi)}{\pi T\Phi}\left|\dot{\psi}_0(\tau;0)\right|. \quad (35)$$

Последнее означает, что обычно качественные показатели системы по времени запаздывания определяются формой элементарного сигнала, а по доплеровскому сдвигу частоты — формой и длительностью срезающей функции.

С учетом (35) для основного пика автокорреляционной функции $\psi(\Delta R,\Delta x)$ запишем

$$\psi(\Delta R,\Delta x) = \frac{\sin\left(\pi T\frac{\Delta x}{r\lambda}V\right)}{\pi T\frac{\Delta x}{r\lambda}V}\left|\dot{\psi}_0\left(\frac{\Delta R}{c};0\right)\right|. \quad (36)$$

Таким образом, бистатическая наземно-космическая РЛС с синтезированием апертуры передатчика позволяет измерить две из трех координат цели. При этом естественными для измерения являются дальность R цели, измеряемая по времени запаздывания принимаемого сигнала, и проекция x радиуса-вектора цели на направление линии пути спутника, измеряемая по доплеровскому сдвигу частоты принимаемого сигнала. Эти координаты не являются независимыми, поскольку $R^2 = x^2 + y^2 + z^2$.

Элементы разрешения по дальности R и по координате x равны

$$\delta R = c/\Delta f;\quad \delta x = \frac{r\lambda}{VT} = \frac{r\lambda}{L_G} = \frac{cr}{VB}, \quad (37)$$

где Δf — ширина спектра зондирующего сигнала (3); $L_G = VT$ — длина синтезированной апертуры космического передатчика; $B = fT$ — база сигнала. Из (37) нетрудно заметить, что элемент разрешения δx представляет собой произведение стандартного элемента разрешения (λ/L_G) по углу на дальность r спутника.

В таблице 1 приведены параметры [2] для двух спутниковых систем: Globalstar и GPS.

Таблица 1

Параметры системы

Параметры	Globalstar	GPS
Несущая частота f, ГГц	~2.5	~1.6
Высота h_G полета спутника, км	~1400	~20 000
Ширина спектра Δf зондирующего сигнала, МГц	~1.25	~1.05
Путевая скорость V спутника, м/с	~6000	~600

Приближенно считая $r \approx h_G$ и подставляя параметры из таблицы 1 в формулы (37), нетрудно получить, что для системы Globalstar $\delta R = 240$ м и $\delta x = (28/T)$ м, а для системы GPS — $\delta R = 286$ м и $\delta x = (6250/T)$ м. Таким образом, разрешение по дальности рассматриваемых систем примерно одинаково, а разрешение по координате x существенно лучше в случае низкоорбитального спутника.

Отметим также неоднозначность измерения местоположения цели бистатической наземно-космической системой. При этом имеют место два механизма возникновения неоднозначности: один связан с невозможностью измерить третью координату (геометрическое место точек с заданными R и x есть окружность радиуса $\sqrt{R^2 - x^2}$ с центром на оси OX в точке с координатой x), а второй, как это следует из (32), обусловлен периодом T_0 повторения зондирующих импульсов.

Чтобы исключить неоднозначность первого типа, достаточно добавить вторую приемную позицию, т.е. использовать в качестве приемника интерферометр. В соответствии с принятой в [1] терминологией такую систему следует называть не бистатической, а двухпозиционной. Анализ разрешающей способности двухпозиционной наземно-космической системы с синтезированием апертуры передатчика послужит предметом дальнейших исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. — М.: Радио и связь, 1993. — 416 с.

2. *Cherniakov M.* Surface-Space Bistatic SAR: Problems and Prospectives. RADAR 2002, Edinburgh, UK, P. 22—26.

3. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др. Под ред. И. Я. Кремера. — М.: Радио и связь, 1984. — 224 с.

4. *Woodward P.M.* Probability and Information Theory, with Applications to Radar. — Norwood, MA: Artech House, 1980.

5. *Ширман Я.Д., Манжос В.Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.

6. *Soumekh M.* Synthetic Aperture Radar Signal Processing. — New York: John Wiley & Sons., 1999.

7. *Cardillo G.P.* On the Use of the Gradient to Determine Bistatic SAR Resolution. AP-S International Symposium, V. 2, 1990, P. 1032—1035.

8. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В. Н. Антипов, В. Т. Горяинов, А. Н. Кулин и др.; Под ред. В. Т. Горяинова. — М.: Радио и связь, 1988. — 304 с.

9. *Фалькович С.Е.* Оценка параметров сигнала. — М.: Советское радио, 1970. — 336 с.