

ОБОБЩЕННАЯ ФУНКЦИЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПО ТРАЕКТОРНЫМ ПАРАМЕТРАМ ДЛЯ БИСТАТИЧЕСКОЙ ПРОСВЕТНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ТИПА ММО

А.В. Водолазов

В.В. Чапурский

iapcehuu@gmail.com

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация

Аннотация

Получено аналитическое выражение для обобщенной функции неопределенности бистатической просветной радиолокационной системы, работающей по принципу многочастотной ММО-радиолокации. При рассмотрении плоскостной задачи представлены примеры двумерных сечений обобщенной функции неопределенности для узкополосной и широкополосной бистатической просветной радиолокационной системы классического построения, а также для многочастотной бистатической просветной радиолокационной системы типа ММО. На основе полученных результатов проведен сравнительный анализ этих систем и указаны основные преимущества использования широкополосных сигналов и принципов ММО-радиолокации в бистатической просветной радиолокационной системе

Ключевые слова

Просветная радиолокация, обобщенный корреляционный интеграл, обобщенная функция неопределенности, широкополосный сигнал, ММО-радиолокация

Поступила в редакцию 02.11.2016
© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017

Введение. Бистатическая просветная радиолокация — одно из перспективных и нетрадиционных направлений современной радиолокации. Это связано с тем, что в данном методе основную роль играет теневая компонента рассеянного поля [1, 2], которая, как правило, по интенсивности на несколько порядков больше, чем компонента обратного рассеяния в случае моностатической радиолокации. К тому же теневая эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) не зависит от наличия на объекте радиопоглощающих покрытий [3] и применения технологии «Стелс» [4]. Эти особенности позволяют эффективно использовать бистатические просветные радиолокационные системы (БП РЛС) для обнаружения малозаметных маловысотных воздушных объектов [5].

Традиционное построение БП РЛС предполагает использование узкополосного (немодулированного) сигнала и несканирующих антенн на приемной и передающей позициях. При этом определение координат и траекторий целей имеет невысокую точность и осуществляется путем длительных измерений частоты Доплера и азимута цели на приемной позиции за время пролета целью барьерной зоны обнаружения, сосредоточенной вблизи линии базы БП РЛС [6].

Одним из актуальных направлений развития БП РЛС является анализ целесообразности применения в просветной радиолокации широкополосных (ШП) и сверхширокополосных (СШП) зондирующих сигналов (ЗС) [7], а также принципов *ММО*-радиолокации [8]. Возможность использования многоэлементных передающих и приемных позиций в задачах радиолокации «на просвет» рассмотрена в работах [9, 10]. Однако вопросы расчета и анализа обобщенной функции неопределенности (ОФН) по траекторным параметрам цели для подобных систем до настоящего времени не были рассмотрены в научной литературе. В связи с этим получение выражений для ОФН применительно к БП РЛС является актуальной задачей.

В настоящей работе на примере трех видов БП РЛС рассмотрены основные преимущества, которые можно получить при использовании ШП-сигналов и принципов *ММО* при радиолокации «на просвет». Сравнение этих систем проведено на основе ОФН по параметрам траектории цели. Анализ сечений такой ОФН позволяет оценивать не только разрешающие способности по координатам и компонентам скорости цели, но также определять наличие неопределенности измерений и уровни «ложных» максимумов и боковых лепестков. Вывод формулы для ОФН целесообразно проводить для общего случая БП РЛС типа *ММО* с произвольным числом антенных элементов на передающей и приемной позициях. Такой результат для ОФН может быть использован и в частном случае классической БП РЛС с одиночными антеннами на передачу и прием.

Выражение для обобщенной функции неопределенности многочастотной бистатической просветной радиолокационной системы типа *ММО*. Рассмотрим БП РЛС (рис. 1), передающая позиция которой включает N_t пере-

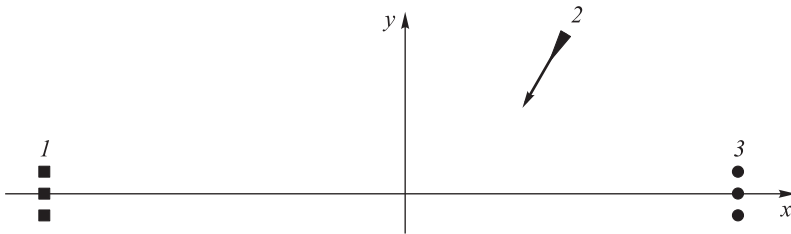


Рис. 1. Схема БП РЛС типа *ММО*:

1 — передающая позиция; 2 — цель; 3 — приемная позиция

дающих элементов с векторами координат \mathbf{r}_{tn} , а приемная позиция состоит из N_r приемных элементов, расположенных в точках с векторами координат \mathbf{r}_{rk} (здесь и далее $n=1, \dots, N_t$ — номер передающего элемента; $k=1, \dots, N_r$ — номер приемного элемента). Передающие элементы излучают взаимно ортогональные ЗС на частотах

$$\omega_n = \omega_0 + (n-1)\Delta\omega. \quad (1)$$

В случае одновременного (моноимпульсного) излучения передающими элементами всех частотных компонент $\dot{s}_n(t)$ ЗС можно записать

$$\dot{s}_n(t) = \dot{A}(t) \exp(j\omega_n t), \quad (2)$$

где $\dot{A}(t)$ — общая комплексная огибающая импульсов, излучаемых передающими элементами.

В такой системе каждый приемный элемент принимает сигналы каждого передающего элемента, отраженные от цели, и при обработке разделяет их ввиду ортогональности. Далее при выводе ОФН рассмотрим одиночную цель, вектор координат которой задается в случае линейной траектории уравнением

$$\mathbf{r}(u) = \mathbf{R} + u \cdot \mathbf{V}. \quad (3)$$

Здесь u — «медленное» время; $\mathbf{R} = (X, Y, Z)^T$, $\mathbf{V} = (V_x, V_y, V_z)^T$ — вектора начальных координат цели и ее скорости. «Медленное» время u обычно используют в задачах прямого и обратного радиолокационного синтезирования апертуры [11, 12]. С его помощью описывают траектории движения носителя РЛС или цели на интервалах времени $\Delta u \gg 1/\Delta F$, где ΔF — полоса частот зондирующего сигнала.

В каждом канале n -й передатчик–цель– k -й приемник сигнал приобретает временную задержку

$$\tau_{n,k}(\mathbf{r}(u)) = \frac{1}{c} (|\mathbf{r}(u) - \mathbf{r}_{tn}| + |\mathbf{r}(u) - \mathbf{r}_{rk}|),$$

где $|\cdot|$ — символ модуля (длины) вектора; c — скорость света в свободном пространстве.

Тогда сигнал, принимаемый k -м приемным элементом, с точностью до постоянного множителя и при относительно малых апертурах антенн БП РЛС можно записать в виде

$$\dot{S}_k(t, \mathbf{r}(u)) = \sum_{n=1}^{N_t} \dot{s}_n(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}(u))) \dot{g}_{n,k}(\mathbf{r}(u)). \quad (4)$$

Здесь $\dot{g}_{n,k}(\mathbf{r}(u))$ — значение диаграммы вторичного рассеяния цели с координатами $\mathbf{r}(u)$ в БП РЛС типа ММО с вектором координат передающего элемента \mathbf{r}_{tn} и приемного элемента \mathbf{r}_{rk} .

Опорный сигнал, отвечающий опорному вектору траектории

$$\mathbf{r}_0(u) = \mathbf{R}_0 + u \cdot \mathbf{V}_0, \quad (5)$$

для k -го приемника имеет вид

$$\dot{S}_k(t, \mathbf{r}_0(u)) = \sum_{n=1}^{N_t} \dot{s}_n(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u))) \dot{g}_{n,k}(\mathbf{r}_0(u)). \quad (6)$$

Для БП РЛС типа *MIMO* с небольшими расстояниями между элементами в пределах передающей и приемной позиций на малых интервалах времени наблюдения приближенно можно принять

$$\dot{g}_{n,k}(\mathbf{r}(u)) \approx \dot{g}(\mathbf{R}), \quad \dot{g}_{n,k}(\mathbf{r}_0(u)) \approx \dot{g}(\mathbf{R}_0). \quad (7)$$

Оптимальный алгоритм пространственно-временной обработки основан на обобщенном корреляционном интеграле (ОКИ) [13], который в случае одиночной цели с учетом (3)–(7) можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0) &\approx \dot{g}(\mathbf{R}) \dot{g}^*(\mathbf{R}_0) \sum_{k=1}^{N_r} \int_{u_1}^{u_2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_k(t, \mathbf{r}(u)) \dot{S}_k^*(t, \mathbf{r}_0(u)) dt du = \\ &= \dot{g}(\mathbf{R}) \dot{g}^*(\mathbf{R}_0) \dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0), \end{aligned} \quad (8)$$

где $[u_1, u_2]$ — интервал интегрирования по «медленному» времени.

На основе ОКИ можно построить нормированную ОФН для *MIMO* БП РЛС согласно общему выражению [13]

$$\begin{aligned} \Psi(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0) &= \frac{|\dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0)| \cdot |\dot{g}(\mathbf{R}) \cdot \dot{g}^*(\mathbf{R}_0)|}{\sqrt{|\dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}, \mathbf{V}) \dot{Q}(\mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0)| \cdot |\dot{g}(\mathbf{R}) \cdot \dot{g}^*(\mathbf{R}_0)|}} = \\ &= \frac{|\dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0)|}{\sqrt{|\dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}, \mathbf{V}) \dot{Q}(\mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0)|}}. \end{aligned} \quad (9)$$

Выражение для $\dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0)$ с учетом ортогональности сигналов передатчиков после подстановки (4) и (6) в (8) примет вид

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0) &= \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{n=1}^{N_t} \int_{u_1}^{u_2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{s}_n(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}(u))) \dot{s}_n^*(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u))) dt du = \\ &= \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{n=1}^{N_t} \int_{u_1}^{u_2} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}(u))) \dot{A}^*(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u))) dt \times \\ &\quad \times \exp(-j\omega_n [\tau_{n,k}(\mathbf{r}(u)) - \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u))]) du. \end{aligned} \quad (10)$$

Записав функцию $\dot{A}(t)$, описывающую модуляцию излучаемых сигналов, в спектральной форме

$$\dot{A}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_A(\omega) \exp(j\omega t) d\omega,$$

внутренний интеграл в формуле (10) можно представить как

$$\begin{aligned} &\int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}(u))) \dot{A}^*(t - \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u))) dt = \\ &= \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}_A(\omega)|^2 \exp(j\omega \Delta \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u), \mathbf{r}(u))) d\omega, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u), \mathbf{r}(u)) = \tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u)) - \tau_{n,k}(\mathbf{r}(u))$ — разность задержек опорного и принятого сигналов.

С учетом (11) формулу для ОКИ можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0) = \\ = \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{n=1}^{N_t} \frac{1}{4\pi^2} \int_{u_1}^{u_2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}_A(\omega)|^2 \exp(j(\omega + \omega_n)\Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u), \mathbf{r}(u))) d\omega du. \end{aligned} \quad (12)$$

Предположим, что амплитудный спектр сигналов передатчиков является равномерным в полосе $\Delta\omega$, равной шагу сетки частот, задаваемой формулой (1), что соответствует и условию ортогональности сигналов (2):

$$|\dot{G}_A(\omega)| = \begin{cases} G_0 & \text{при } \frac{-\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \frac{\Delta\omega}{2}; \\ 0 & \text{при других } \omega. \end{cases}$$

Тогда выражение (12) упрощается

$$\begin{aligned} \dot{Q}(\mathbf{R}, \mathbf{V}, \mathbf{R}_0, \mathbf{V}_0) = \frac{G_0^2 \Delta\omega}{4\pi^2} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{n=1}^{N_t} \int_{u_1}^{u_2} \text{sinc}\left(\frac{\Delta\omega}{2} \Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u), \mathbf{r}(u))\right) \times \\ \times \exp(j\omega_n \Delta\tau_{n,k}(\mathbf{r}_0(u), \mathbf{r}(u))) du, \end{aligned} \quad (13)$$

где $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Формулы (9), (12) и (13) позволяют получать ОФН как для обычных БП РЛС, так и для многочастотных БП РЛС типа ММО. Анализ ОФН и ее сечений позволяет оценивать разрешающие способности различных просветных систем и сравнивать их между собой.

Результаты расчета сечений обобщенной функции неопределенности для различных вариантов бистатической просветной радиолокационной системы. Для упрощения расчетов и облегчения представления графического материала рассмотрим двумерную задачу в плоскости (x, y) с параметрами траектории цели $\mathbf{R} = (X, Y)^T$, $\mathbf{V} = (V_x, V_y)^T$.

Сечения обобщенной функции неопределенности узкополосной бистатической просветной радиолокационной системы. Рассмотрим сначала простую систему просветной локации, которая состоит из одного передающего элемента, излучающего узкополосный сигнал на частоте 460 МГц с полосой частот ЗС 10 Гц, и одного приемного элемента. Пусть передатчик расположен в точке с координатами $\mathbf{r}_{t1} = (-10 \text{ км}; 0)$, а приемник — $\mathbf{r}_{r1} = (10 \text{ км}; 0)$, т. е. база системы составляет 20 км. Одиночная цель за время интегрирования по «медленному» времени, на интервале длительностью 1 с, движется по прямолинейной траектории с параметрами $X = 5000 \text{ м}$, $Y = 1000 \text{ м}$, $Z = 0 \text{ м}$, $V_x = -50 \text{ м/с}$, $V_y = -200 \text{ м/с}$, $V_z = 0 \text{ м/с}$. При таких параметрах за время наблюдения цель заведомо не пересекает линию базы передающая позиция–приемная позиция.

Сечение ОФН в плоскости (X, Y) для этого случая представлено на рис. 2, а, б. Как продольная, так и поперечная (по отношению к линии базы БП РЛС) координаты цели имеют большие области неопределенности: для координаты X размер области неопределенности по уровню -3 дБ составляет 3 566 м, для координаты Y — 374 м. Разрешающие способности по пространственным координатам X и Y равны 91,4 и 10,9 м соответственно.

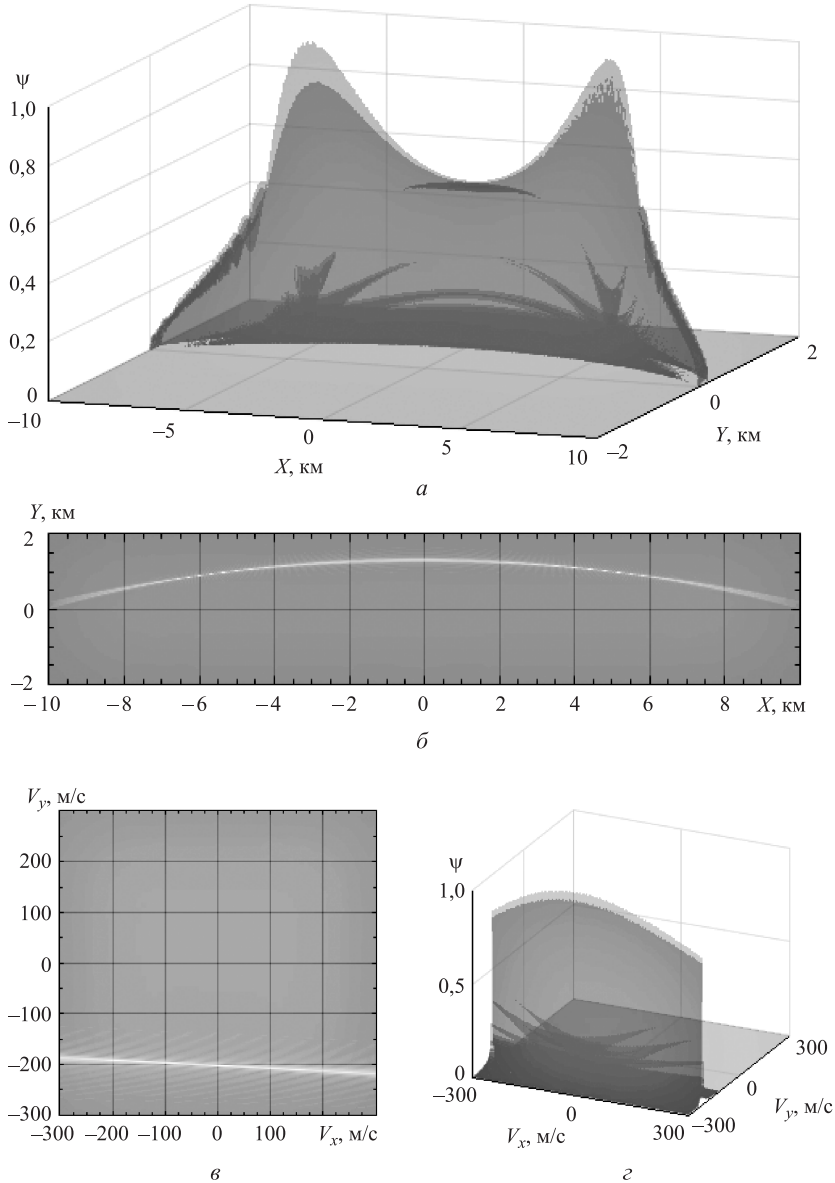


Рис. 2. Объемное (а, г) и топографическое (б, в) сечения ОФН в плоскостях (X, Y) (а, б) и (V_x, V_y) (в, г) для узкополосной БП РЛС с базой 20 км и полосой частот ЗС 10 Гц

Следует также отметить неоднозначность при определении координат X и Y ; в данном примере ОФН имеет два максимума: при $X = 5$ км, $Y = 1$ км и при $X \approx -5$ км, $Y \approx 1$ км. При строго перпендикулярном движении цели к линии базы «ложный» максимум будет располагаться зеркально относительно оси y (см. рис. 1), если цель будет перемещаться под углом к оси y , то координаты этого максимума будут несколько смещены.

Сечение ОФН в плоскости (V_x, V_y) (рис. 2, в, г) демонстрирует большую неопределенность в определении составляющих вектора скорости цели. При этом разрешение по компоненте скорости, нормальной к базе, равно 2,7 м/с, а по продольной — 53,1 м/с.

При увеличении полосы частот ЗС до 5 МГц несколько уменьшается область неопределенности при определении координат цели (до 2 490 м по координате X и 282 м по координате Y), однако неоднозначность в определении координаты X сохраняется (рис. 3, а, б). Еще одним преимуществом от увеличения полосы частот ЗС является снижение уровня боковых лепестков в сечении (X, Y) (см. рис. 3, а, б).

Сечения обобщенной функции неопределенности широкополосной бистатической просветной радиолокационной системы. Рассмотрим теперь БП РЛС, аналогичную предыдущей, но с полосой сигнала 80 МГц. Траекторные параметры цели оставим такими же, как и в предыдущем случае. Двумерные сечения ОФН для этого случая приведены на рис. 4. График сечения (X, Y) свидетельствует о сильном уменьшении области неопределенности при определении координат цели: для координаты X размер области неопределенности по уровню -3 дБ составляет 294 м, для координаты Y — 28 м. Однако использование ШП-сигнала не позволяет устранить неоднозначность при измерении продольной координаты цели. Расширение полосы частот системы не позволяет уменьшить неопределенность в определении компонент вектора скорости, а только уменьшает уровень боковых лепестков в сечении (V_x, V_y) (рис. 4, в, г).

Следует отметить, что в рассматриваемом случае за время наблюдения (1,0 с) цель не только не успевает пересечь линию базы БП РЛС, но даже приблизиться к ней. Но и при таком небольшом времени наблюдения удастся получить приемлемое разрешение почти по всем координатам цели, что не достижимо в классической просветной радиолокации с использованием узкополосных сигналов.

Сечения обобщенной функции неопределенности многочастотной бистатической просветной радиолокационной системы типа ММО. Рассмотрим многочастотную БП РЛС типа ММО с 16 передающими и четырьмя приемными элементами. Передающие элементы объединены в линейную решетку длиной 5 м, все элементы излучают сигнал с полосой частот 5 МГц каждый на своей несущей частоте (460...535 МГц), таким образом, общая частотная полоса системы равна 80 МГц. Приемная позиция представляет собой разреженную антенную решетку длиной 5 м, с шагом около 2,5 длин волн. Длина базы системы составляет 20 км.

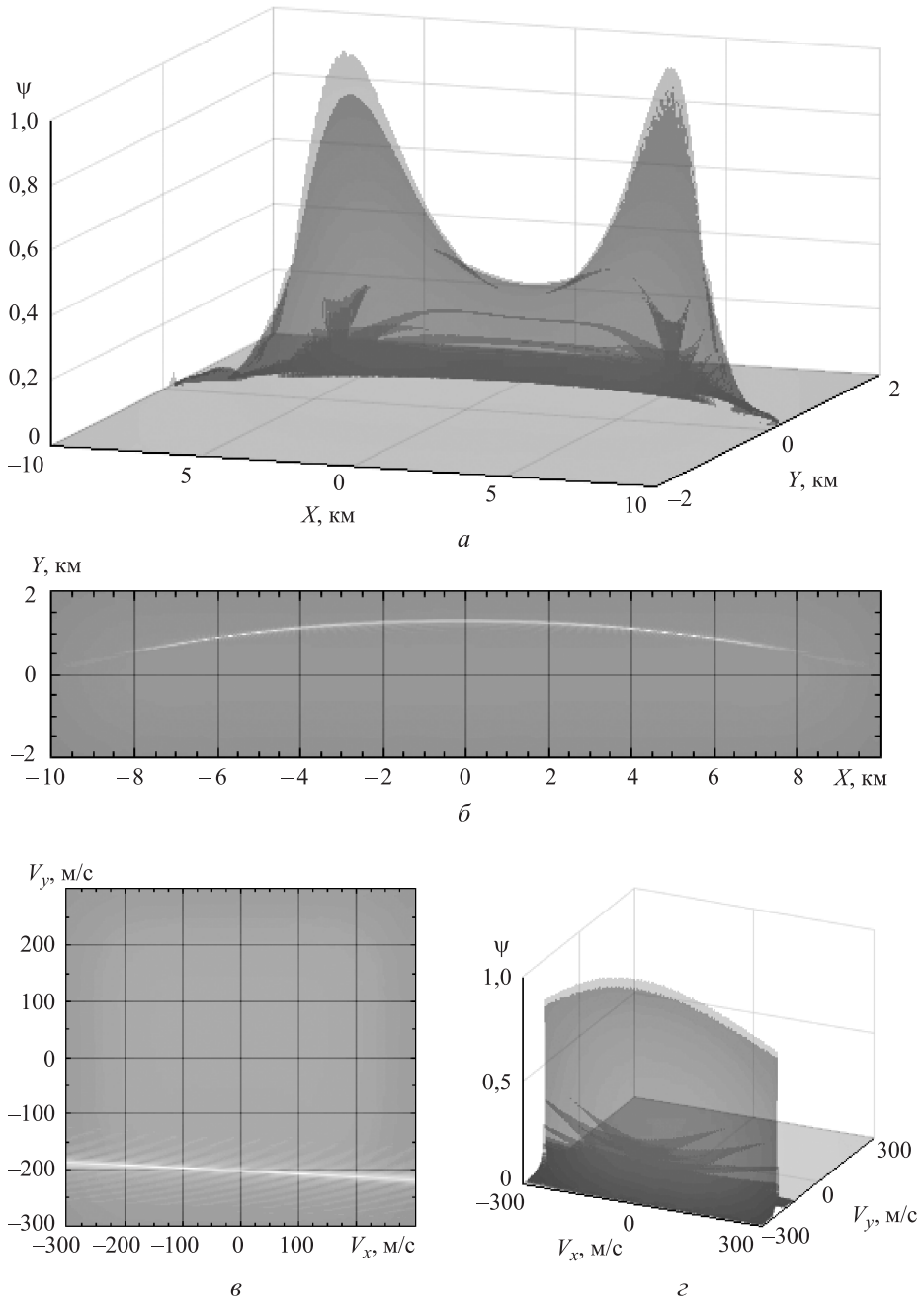


Рис. 3. Объемное (а, z) и топографическое (б, в) сечения ОФН в плоскости (X, Y) (а, б) и (V_x, V_y) (в, z) для узкополосной БП РЛС с базой 20 км и полосой частот ЗС 5 МГц

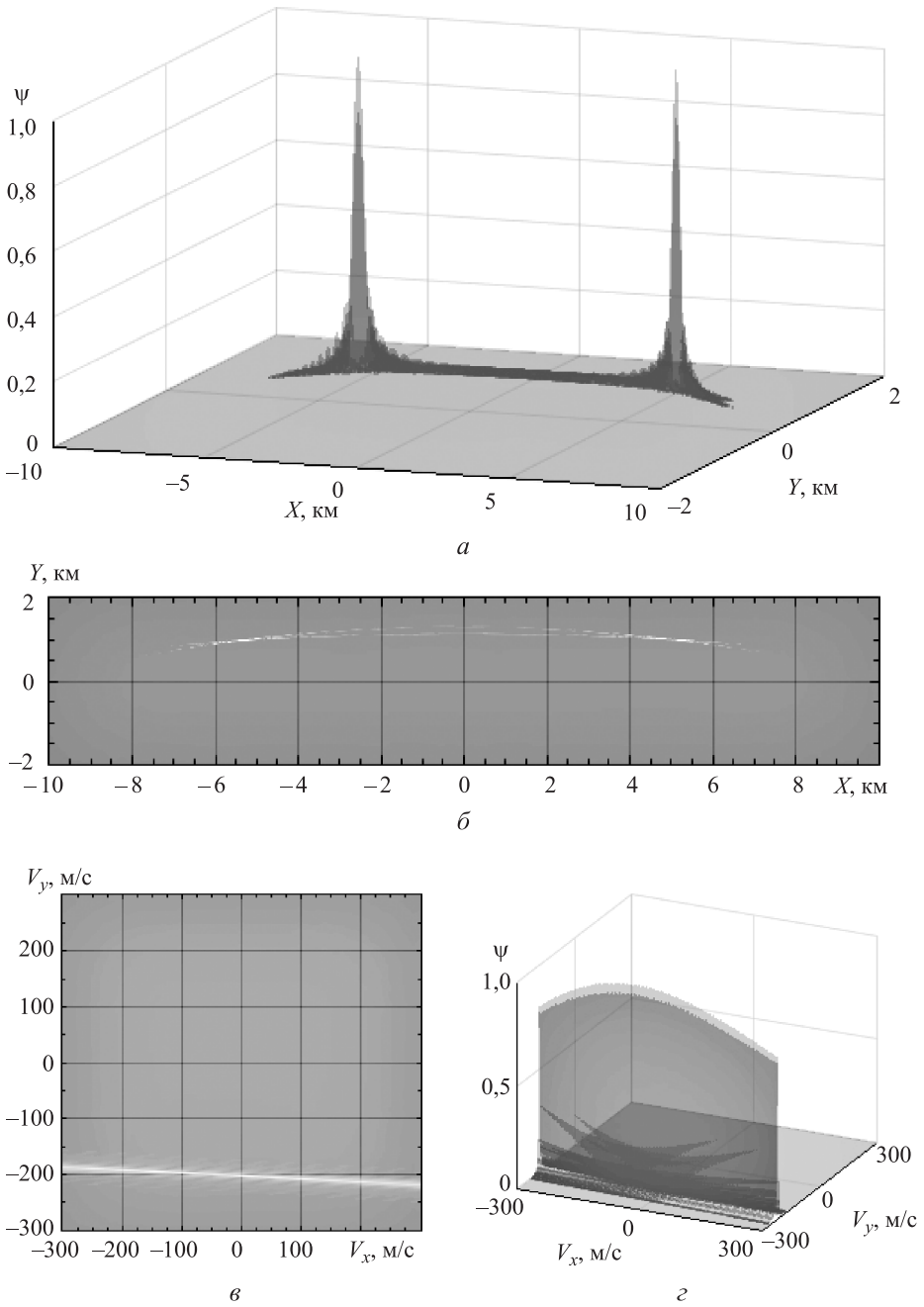


Рис. 4. Объемное (а, з) и топографическое (б, в) сечения ОФН в плоскостях (X, Y) (а, б) и (V_x, V_y) (в, з) для широкополосной БП РЛС с базой 20 км и полосой частот ЗС 80 МГц

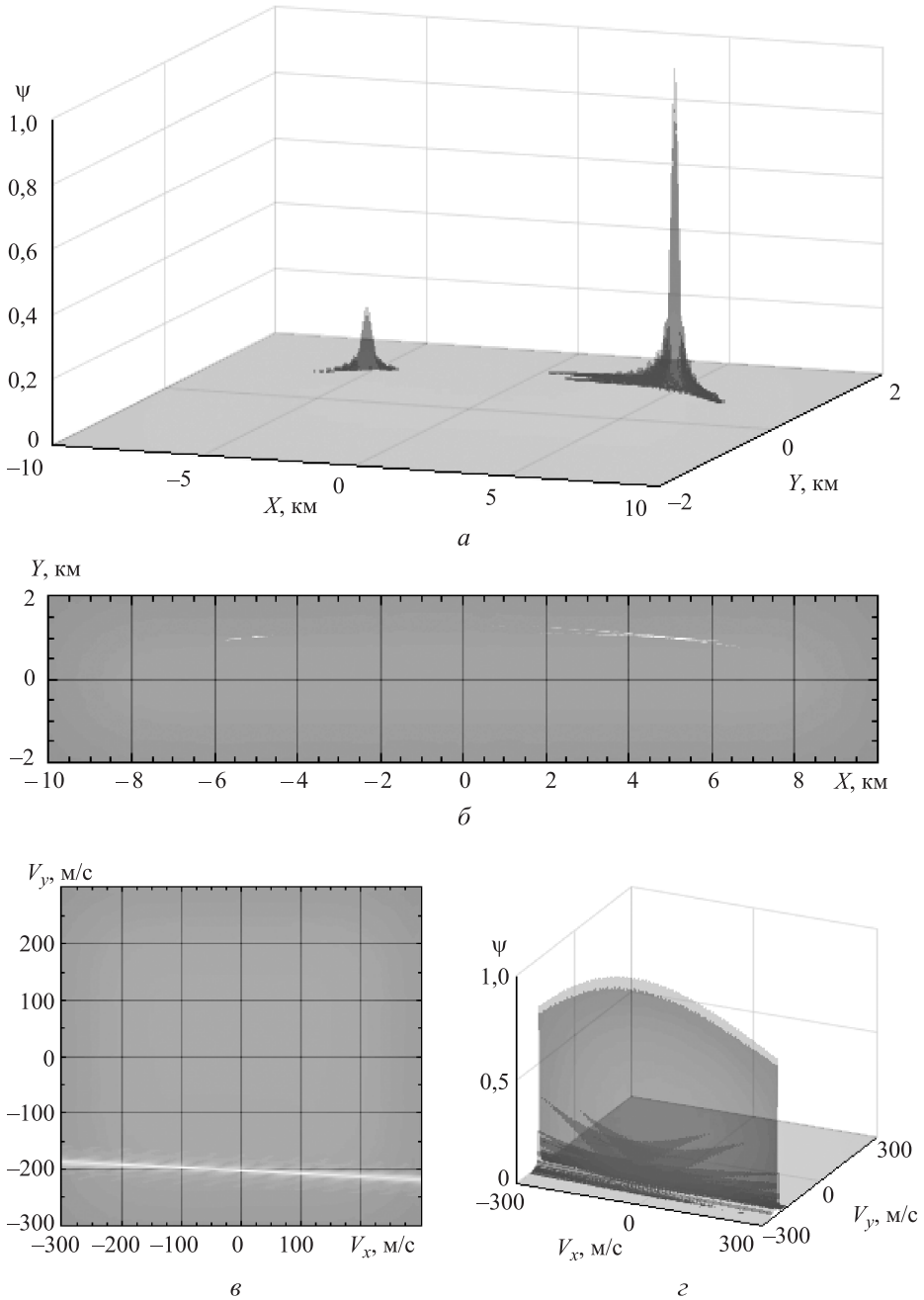


Рис. 5. Объемное (а, z) и топографическое (б, в) сечения ОФН в плоскостях (X, Y) (а, б) и (V_x, V_y) (в, z) для многочастотной ММО БП РЛС с 16 передающими и четырьмя приемными элементами, базой 20 км и общей частотной полосой системы 80 МГц

Сечение ОФН в плоскости (X, Y) (рис. 5, а, б) показывает эффективность использования принципов ММО-радиолокации не только для устранения неоднозначности определения продольной координаты в БП РЛС, но также для еще большего подавления боковых лепестков ОФН. При этом разрешающая способность по координате X составляет 80,1 м, по координате Y — 8,3 м. Однако сечение ОФН в плоскости (V_x, V_y) (рис. 5, в, г) похоже на аналогичное сечение для широкополосной системы (см. рис. 4, в, г), т. е. применение нескольких передающих и приемных элементов не позволяет устранить неопределенность в измерениях компонент вектора скорости цели.

Данные результаты получены для БП РЛС типа ММО, параметры которой взяты произвольно. При оптимизации параметров рассмотренной РЛС таких, как число и расположение передающих и приемных элементов, центральные частоты и частотные полосы излучения передающих элементов, можно ожидать большего подавления «ложного» максимума и увеличения разрешающей способности по пространственным координатам цели.

Заключение. Анализ ОФН для классической узкополосной БП РЛС позволил выявить ее основные недостатки:

- большие зоны неопределенности по параметрам X, Y траектории цели;
- неоднозначность в определении координаты X ;
- практически полная невозможность измерения продольной компоненты V_x вектора скорости;
- наличие неопределенности при измерении компонент V_y и V_x .

Использование ШП-сигнала позволяет значительно уменьшить область неопределенности и повысить разрешающую способность в определении координат цели даже в тех случаях, когда цель за время наблюдения заведомо не пересекает базу БП РЛС, что не достижимо в классической радиолокации «на просвет». При использовании в БП РЛС ШП-сигналов также уменьшается уровень боковых лепестков ОФН. Однако неоднозначность в определении продольной координаты X цели не может быть устранена только использованием ШП-сигналов. Приведенные в настоящей работе результаты свидетельствуют, что одним из методов устранения указанной неоднозначности является применение в БП РЛС принципов ММО-радиолокации.

Следует отметить, что во всех рассмотренных системах остается нерешенной проблема увеличения разрешающей способности по продольной компоненте вектора скорости в случаях, когда цель за время наблюдения не пересекает линию базы. Возможным решением проблемы может быть увеличение времени наблюдения цели или же использование двух (и более) интервалов наблюдения разделенных относительно большой задержкой между ними.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Scolnik M.I.* Radar handbook. New York: McGraw-Hill, 1990. 1351 p.
2. *Willis N.J.* Bistatic radar. Sci. Tech Publishing Inc., 1995. 337 p.

3. Уфимцев П.Я. Черные тела и теневое излучение // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34. № 2. С. 2519–2527.
4. Чапурский В.В. Расчет спектров обращенных голограмм и ЭПР сложных объектов при рассеянии «вперед» // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32. № 7. С. 75–77.
5. Бляхман А.Б., Рунова И.А. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружение объектов при радиолокации на просвет // Радиотехника и электроника. 2001. Т. 6. № 4. С. 424–432.
6. Blyakhman A.B. Multistatic forward scattering radar // PIERS Workshop on Advances in Radar Methods. Italy, Baveno, July 1998. P. 107–113.
7. Чапурский В.В. Представление многочастотных ШП- и СШП-сигналов и их обобщенные функции неопределенности в просветной радиолокации // Всероссийская научная конференция «Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике». 2003. С. 429–434.
8. MIMO radar: An idea whose time has come / E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, D. Chizhik, L. Cimini, R. Valenzuela // Proc. of the IEEE Radar Conference. 2004. P. 71–78.
DOI: 10.1109/NRC.2004.1316398
9. Мякинчиков А.В., Смирнова Д.М. Обнаружение наземных целей в многопозиционной просветной радиолокационной системе // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2010. № 5. С. 47–55.
10. Myakinkov A.V., Smirnova D.M. Measurement of coordinates of the targets placed behind of radio-transparent barrier with multi-static ultra-wide band radar // Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals. Sevastopol, 2010. P. 147–149.
11. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника, 2012. 680 с.
12. Cherniakov M., ed. Bistatic radar: Emerging technology. Wiley, 2008. 406 p.
13. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012. 279 с.

Водолазов Арсений Валерьевич — инженер НИИ «Радиоэлектронной техники» МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1).

Чапурский Валерий Викторович — д-р техн. наук, профессор кафедры «Радиоэлектронные системы и устройства» МГТУ им. Н.Э. Баумана (Российская Федерация, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1).

Пробьба ссылаться на эту статью следующим образом:

Водолазов А.В., Чапурский В.В. Обобщенная функция неопределенности по траекторным параметрам для бистатической просветной радиолокационной системы типа MIMO // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2017. № 5. С. 85–98.
DOI: 10.18698/0236-3933-2017-5-85-98

GENERALIZED AMBIGUITY FUNCTION FOR TRAJECTORY PARAMETERS FOR FORWARD-SCATTERING BISTATIC MIMO RADAR

A.V. Vodolazov

V.V. Chapurskiy

iapcehuu@gmail.com

Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation

Abstract

In the article, an analytic expression of the generalized ambiguity function for the forward-scattering bistatic radar is derived according to multi-frequency MIMO location. Two-dimensional cross sections of the generalized ambiguity function are presented for narrowband and wideband forward-scattering bistatic radar and for multi-frequency forward-scattering MIMO radar. Based on these results, we carried out a comparative analysis of these systems and showed major advantages of using wideband signal and principles of MIMO for forward-scattering bistatic radar

Keywords

Forward-scattering radar, generalized correlation integral, generalized ambiguity function, wideband signal, MIMO radar

Received 02.11.2016

© BMSTU, 2017

REFERENCES

- [1] Scolnik M.I. Radar handbook. New York, McGraw-Hill, 1990. 1351 p.
- [2] Willis N.J. Bistatic radar. Sci. Tech Publishing Inc., 1995. 337 p.
- [3] Ufimtsev P.Ya. Black bodies and shadow emission. *Radiotekhnika i elektronika*, 1989, vol. 34, no. 2, pp. 2519–2527 (in Russ.).
- [4] Chapurskiy V.V. Calculation of inverted hologram spectrum and effective reflection surface of complex objects in case of forward scattering. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Radioelektronika* [Radioelectronics and Communications Systems], 1989, vol. 32, no. 7, pp. 75–77 (in Russ.).
- [5] Blyakhman A.B., Runova I.A. Bistatic effective reflection surface and object detection using forward-scattering radiolocation. *Radiotekhnika i elektronika*, 2001, vol. 6, no. 4, pp. 424–432 (in Russ.).
- [6] Blyakhman A.B. Multistatic forward scattering radar. *PIERS Workshop on Advances in Radar methods*, Italy, Baveno, July 1998, pp. 107–113.
- [7] Chapurskiy V.V. WB and UWB signal notation and their generalized uncertainty function in forward-scattering radiolocation. *Vserossiyskaya nauchnaya konferentsiya «Sverkhshirokopolosnye signaly v radiolokatsii, svyazi i akustike»* [Russ. Sci. Conf. "Ultra-wideband signals in radiolocation, communication and acoustics"]. 2003, pp. 429–434 (in Russ.).
- [8] Fishler E., Haimovich A., Blum R., Chizhik D., Cimini L., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come. *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2004, pp. 71–78. DOI: 10.1109/NRC.2004.1316398
- [9] Myakin'kov A.V., Smirnova D.M. Ground targets detection in forward-scattering radar radiolocation system. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics], 2010, no. 5, pp. 47–55 (in Russ.).

- [10] Myakinkov A.V., Smirnova D.M. Measurement of coordinates of the targets placed behind of radio-transparent barrier with multi-static ultra-wide band radar. *Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, Sevastopol, 2010, pp. 147–149.
- [11] Verba V.S., Neronskiy L.B., Osipov I.G., Turuk V.E. Radiolokatsionnye sistemy zemleobzora kosmicheskogo bazirovaniya [Spaceborne radiolocation systems of Earth survey]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2012. 680 p.
- [12] Cherniakov M., ed. Bistatic radar: Emerging technology. Wiley, 2008. 406 p.
- [13] Chapurskiy V.V. Izbrannye zadachi teorii sverkhshirokopolosnykh radiolokatsionnykh sistem [Selected problems of ultra-wideband radiolocation systems]. Moscow, Bauman MSTU Publ., 2012. 279 p.

Vodolazov A.V. — Engineer of Institute for Radioelectronic Engineering, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, str. 1, Moscow, 105005 Russian Federation).

Chapurskiy V.V. — Dr. Sc. (Eng.), Professor, Department of Radioelectronic Systems and Devices, Bauman Moscow State Technical University (2-ya Baumanskaya ul. 5, str. 1, Moscow, 105005 Russian Federation).

Please cite this article in English as:

Vodolazov A.V., Chapurskiy V.V. Generalized Ambiguity Function for Trajectory Parameters for Forward-Scattering Bistatic *MIMO* Radar. *Vestn. Mosk. Gos. Tekh. Univ. im. N.E. Baumana, Priborostr.* [Herald of the Bauman Moscow State Tech. Univ., Instrum. Eng.], 2017, no. 5, pp. 85–98. DOI: 10.18698/0236-3933-2017-5-85-98