

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.3.11>

УДК: 621.396.965

ОЦЕНКА ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЭКОНОМИЧНОГО МЕТОДА РАСЧЕТА ДВУМЕРНОГО ПРОСТРАНСТВЕННОГО СПЕКТРА БАРТЛЕТТА

П.И. Согонов, М.А. Степанов

Новосибирский государственный технический университет,
630073, г. Новосибирск, пр-т К. Маркса, 20

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2026 г.

Аннотация. В работе рассмотрен способ вычисления двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных. Получены выражения, позволяющие оценить снижение количества операций сложения и умножения, необходимых для вычисления двумерного пространственного спектра в зависимости от количества элементов антенной решетки. Оценено снижение математических операций, требуемых для вычисления двумерного пространственного спектра, при его расчете как совокупности двух одномерных. Показано, что при одной цели в элементе разрешения двумерный пространственный спектр, рассчитанный как совокупность двух одномерных, тождественно равен двумерному пространственному спектру, оцененному классическим способом. Установлено, что при нескольких объектах в элементе разрешения происходят искажения формы двумерного пространственного спектра, оцененного как совокупность двух одномерных – он отличается от спектра, оцененного классическим способом. Искажения формы двумерного пространственного спектра, рассчитанного как совокупность двух одномерных, приводят к появлению ложных целей и маскированию истинных.

Ключевые слова: пространственный спектр, алгоритм Бартлетта, BeamScan, вычислительная сложность.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №25-29-01349, <https://rscf.ru/project/25-29-01349/>.

Автор для переписки: Степанов Максим Андреевич, m.stepanov@corp.nstu.ru

Введение

Современные системы обнаружения и слежения за целями используют широкий набор признаков сигналов: временная задержка, доплеровские частоты, мощность сигнала, а также их зависимость от угловых координат. Зависимость мощности сигнала от пространственной координаты называется пространственным спектром. Для его получения существует большое количество алгоритмов частотного анализа дискретных сигналов: спектр Фурье, Bartlett Beamformer (формирователь луча Бартлетта или алгоритм Бартлетта), Conventional Beamformer, Multiple Signal Classification (MUSIC), Minimum Variance Distortionless Response (MVDR) и другие [1–4]. Однако, с ростом сложности радиолокационных (РЛС) устройств, время, выделяемое на выполнение отдельных вычислительных операций, сокращается. В таких условиях задача оптимизации этапов обработки сигналов становится актуальной.

Пространственный спектр формируется в результате пространственно-частотного анализа сигналов, полученных с элементов цифровой антенной решетки (АР), и отображает зависимость мощности сигнала от направления прихода плоского фронта электромагнитной волны, излученной или отраженной объектом, находящимся в области наблюдения АР.

Поскольку современные РЛС как правило используют непараметрические алгоритмы, основу которых составляет алгоритм Бартлетта, то в качестве предмета анализа, выберем его [1,2,5,6]. С физической точки зрения, алгоритм получает пространственный спектр путем направления цифровой АР в заданную

область пространства, с последующим измерением выходной мощности (квадрата амплитуды сигнала). Направления, с локальными максимумами мощности принимаются за оценки направления прихода сигнала [1,5].

Алгоритм формирования двумерного спектра Бартлетта (сканирования пространства AP) определяется следующим выражением [1]:

$$P(\theta, \phi) = \left| \dot{\vec{v}}^H(\theta, \phi) \cdot \dot{\vec{S}} \right|^2 = \dot{\vec{v}}^H(\theta, \phi) \cdot [\dot{\vec{C}}] \cdot \dot{\vec{v}}(\theta, \phi), \quad (1)$$

где $\dot{\vec{S}}$ – вектор отсчетов комплексных амплитуд, полученных с приемных каналов элементов цифровой AP (размерностью $[N;1]$, где N – количество приемных каналов:

$$\dot{\vec{S}} = [\dot{S}_1, \dot{S}_2, \dots, \dot{S}_n, \dots, \dot{S}_N]^T, \quad (2)$$

где \dot{S}_n – комплексная амплитуда выходного сигнала n -го канала приемного тракта, $\vec{\cdot}$ – обозначение вектора, $(\cdot)^T$ – операция транспонирования, $\dot{\vec{v}}(\theta, \phi)$ – комплексный вектор направленности AP. Вектор имеет размер $N \times 1$ и вычисляется для каждого из оцениваемых угловых направлений (θ – угол места, ϕ – азимут), элементы которого рассчитываются по выражению [7]:

$$\dot{v}_n(\theta, \phi) = \exp(j \cdot k \cdot (y_n \cdot \sin(\theta) + x_n \cdot \sin(\phi))), \quad (3)$$

где x_n, y_n – координаты n -го элемента AP в декартовой системе координат,

где элементы AP расположены в плоскости xOy , $k = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$ – волновое число,

λ – длина электромагнитной волны в свободном пространстве, $j = \sqrt{-1}$ – мнимая

единица, $[\dot{\vec{C}}] = \dot{\vec{S}} \cdot \dot{\vec{S}}^H$ – квадратная корреляционная матрица, размерностью

$N \times N$; $(\cdot)^H$ – оператор комплексного-сопряженного транспонирования.

В [1] представлен алгоритм расчета двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных. В этом случае осуществляется расчет двух одномерных (для плоскости азимута и угла места) пространственных спектров, перемножение которых позволяет получить двумерный

пространственный спектр. Отмечается, что такой подход позволяет уменьшить количество математических операций, требуемых для расчета двумерного пространственного спектра. Однако численные оценки получаемого вычислительного выигрыша отсутствуют. Это не позволяет формулировать требования к быстродействию вычислителя при оценке двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных для конкретной антенной решетки.

Цель настоящей работы получить выражения, позволяющие оценить уменьшение количества математических операций, требуемых для оценки двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных.

1. Описание метода

Рассмотрим двумерную прямоугольную регулярную антенную решетку, содержащую N_x элементов в плоскости азимута и N_y элементов в плоскости угла места. Применение к выходным сигналам такой антенной решетки выражения (1) позволит рассчитать двумерный пространственный спектр.

Для удобства индексации при вычислении одномерных пространственных спектров в плоскости азимута и угла места пронумеруем элементы вектора комплексных амплитуд выходных сигналов в соответствии с номером строки и столбца, занимаемого элементом антенной решетки. Эта нумерация изображена на рисунке 1.

Тогда вектор столбец комплексных амплитуд принятых сигналов для строки с номером n_y имеет размер $[N_x; 1]$ и определяется выражением:

$$\dot{\vec{S}}_{x_{n_y}} = [\dot{S}_{1n_y}, \dot{S}_{2n_y}, \dots, \dot{S}_{n_x n_y}]^T, \quad (4)$$

а вектор столбец комплексных амплитуд принятых сигналов для столбца с номером n_x – размер $[N_y; 1]$:

$$\dot{\vec{S}}_{y_{n_x}} = [\dot{S}_{n_x 1}, \dot{S}_{n_x 2}, \dots, \dot{S}_{n_x n_y}]^T, \quad (5)$$

где $n_x = 1, 2, \dots, N_x$; $n_y = 1, 2, \dots, N_y$.

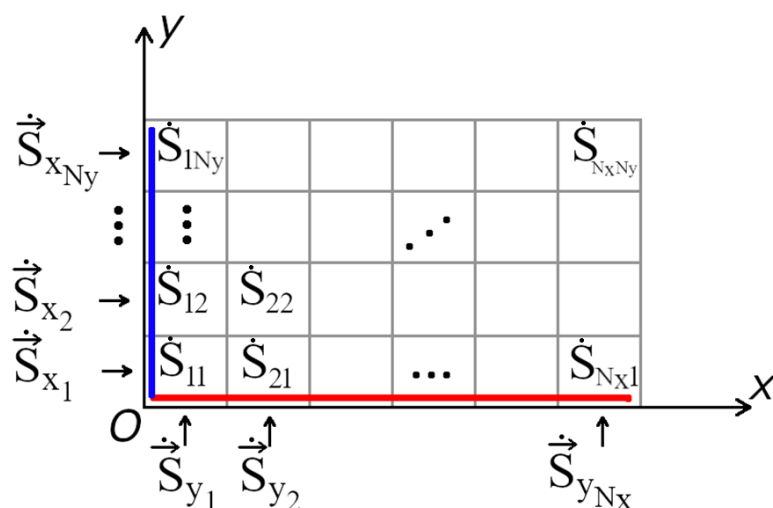


Рис. 1. Конфигурация двумерной АР для вычисления двух одномерных пространственных спектров.

Одномерный пространственный спектр для угловых координат угла места и азимута может быть определен по выражениям:

$$P_y(\theta) = \dot{\mathbf{v}}_y^H(\theta) \cdot [\dot{\mathbf{C}}_y] \cdot \dot{\mathbf{v}}_y(\theta), \quad (6)$$

$$P_x(\phi) = \dot{\mathbf{v}}_x^H(\phi) \cdot [\dot{\mathbf{C}}_x] \cdot \dot{\mathbf{v}}_x(\phi), \quad (7)$$

где $[\dot{\mathbf{C}}_x]$, $[\dot{\mathbf{C}}_y]$ – корреляционные матрицы комплексных амплитуд сигналов, принятых элементами АР, расположенных в строках и столбцах соответственно, $\dot{\mathbf{v}}_y(\theta)$, $\dot{\mathbf{v}}_x(\phi)$ – векторы направленности АР в плоскости угла места и азимута соответственно.

Корреляционная матрица $[\dot{\mathbf{C}}_x]$ вычисляется по строкам антенной решетки следующим образом. Для всех сигналов элементов антенной решетки строки с номером n_y вычисляется корреляционная матрица размером $[N_x; N_x]$ элементов. Обозначим ее как $[\dot{\mathbf{C}}_x]_{n_y}$. Полученные для всех строк N_y корреляционных матриц суммируются, формируя искомую корреляционную матрицу $[\dot{\mathbf{C}}_x]$, используемую в дальнейшем для вычисления одномерного пространственного спектра в плоскости азимута по выражению (7).

Аналогично корреляционная матрица $[\dot{\mathbf{C}}_y]$ вычисляется путем вычисления корреляционных матриц выходных сигналов каждого столбца

антенной решетки с последующим их суммированием. Она имеет размер $[N_y; N_y]$ и используется для вычисления одномерного пространственного спектра в плоскости угла места по выражению (6).

С учетом такого представления векторов комплексных амплитуд принимаемых сигналов (выражения (4) и (5)), корреляционные матрицы $[\dot{C}_x]$ и $[\dot{C}_y]$ можно определить следующим образом:

$$[\dot{C}_x] = \frac{1}{N_y} \sum_{n_y=1}^{N_y} [\dot{C}_x]_{n_y} = \frac{1}{N_y} \sum_{n_y=1}^{N_y} \dot{S}_{x_{n_y}} \cdot \dot{S}_{x_{n_y}}^H,$$

$$[\dot{C}_y] = \frac{1}{N_x} \sum_{n_x=1}^{N_x} [\dot{C}_y]_{n_x} = \frac{1}{N_x} \sum_{n_x=1}^{N_x} \dot{S}_{y_{n_x}} \cdot \dot{S}_{y_{n_x}}^H.$$

Запишем выражения, определяющие векторы направленности антенной решетки, используемые для расчета одномерных пространственных спектров. Путем разложения выражения (3) на два множителя получаем:

$$\dot{v}_n(\theta, \phi) = \exp(j \cdot k \cdot y_n \cdot \sin(\theta)) \cdot \exp(j \cdot k \cdot x_n \cdot \sin(\phi)).$$

Тогда, с учетом индексации элементов антенной решетки принятой на рисунке 1, элементы векторов направленности будут определяться выражениями:

$$\dot{v}_{x_{n_x}}(\phi) = \exp(j \cdot k \cdot x_{n_x} \cdot \sin(\phi)),$$

$$\dot{v}_{y_{n_y}}(\theta) = \exp(j \cdot k \cdot y_{n_y} \cdot \sin(\theta)).$$

Вектор направленности АР для координаты угла места имеет размер $[N_y; 1]$ и определяется выражением:

$$\dot{v}_y(\theta) = [\dot{v}_{y_1}(\theta), \dot{v}_{y_2}(\theta), \dots, \dot{v}_{y_{N_y}}(\theta)]^T, \quad (8)$$

а вектор направленности для координаты азимут имеет размер $[N_x; 1]$ и определяется выражением:

$$\dot{v}_x(\phi) = [\dot{v}_{x_1}(\phi), \dot{v}_{x_2}(\phi), \dots, \dot{v}_{x_{N_x}}(\phi)]^T. \quad (9)$$

Двумерный пространственный спектр может быть получен путем перемножения двух спектров-проекций:

$$P_{xy}(\theta, \phi) = P_x(\phi) \cdot P_y(\theta). \quad (10)$$

2. Количество математических операций

Оценим выигрыш в количестве математических операций, требуемых для вычисления двумерного пространственного спектра непосредственно по выражению (1) и с использованием двух одномерных пространственных спектров по выражению (10).

В [5,8] приведено общее соотношение для количества операций умножения и сложения для классического метода расчета перемножаемых матриц. Исходя из приведенного материала, для алгоритма с кубической сложностью можно получить следующие выражения для количества операций при расчете пространственного спектра по выражению (1):

$$N_{multP2D} = N^2 + N, \quad (11)$$

$$N_{sumP2D} = N^2 - 1, \quad (12)$$

где N – количество элементов в антенной решетке.

Количество операций для расчета двух одномерных пространственных спектров по выражениям (6) и (7) будет определяться как сумма при вычислении двух одномерных составляющих:

$$N_{multP1D} = N_x^2 + N_x + N_y^2 + N_y, \quad (13)$$

$$N_{sumP1D} = N_x^2 + N_y^2 - 2. \quad (14)$$

Не сложно заметить, что количество операций при вычислении корреляционной матрицы в выражении (1) требует N^2 операций умножения и ни одной операции сложения:

$$N_{multC2D} = N^2, \quad (15)$$

$$N_{sumC2D} = 0. \quad (16)$$

Аналогично для выражений (6) и (7) для вычисления корреляционных матриц по строкам и столбцам антенной решетки требуется $N_{multC1D}$ операций умножения и N_{sumC1D} операций сложения:

$$N_{multC1D} = N_x^2 + N_y^2, \quad (17)$$

$$N_{sumC1D} = N_x^2 \cdot (N_y - 1) + N_y^2 \cdot (N_x - 1). \quad (18)$$

Из полученных выражений можно записать общие выражения, определяющие выигрыш в количествах математических операций при оценке двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных для одной точки пространственного спектра:

$$W_{mult} = \frac{N_{multP2D} + N_{multC2D}}{N_{multP1D} + N_{multC1D}} = \frac{2 \cdot N_x^2 \cdot N_y^2 + N_x \cdot N_y}{2 \cdot N_x^2 + 2 \cdot N_y^2 + N_x + N_y}, \quad (19)$$

$$W_{sum} = \frac{N_{sumP2D} + N_{sumC2D}}{N_{sumP1D} + N_{sumC1D}} = \frac{N_x^2 \cdot N_y^2 - 1}{N_x^2 + N_y^2 - 2 + N_x^2 \cdot (N_y - 1) + N_y^2 \cdot (N_x - 1)}. \quad (20)$$

На рисунке 2 показан пример расчета выигрыша в количестве операций умножения (красная верхняя кривая) и сложения (синие кривые, расположенные ниже) при переходе от классического расчета двумерного спектра (1) к расчету по выражению (10) с использованием одномерных пространственных спектров. По оси абсцисс – количество элементов антенной решетки $N = N_x \cdot N_y$ при условии $N_x = N_y$, по оси ординат – величина выигрыша в логарифмическом масштабе.

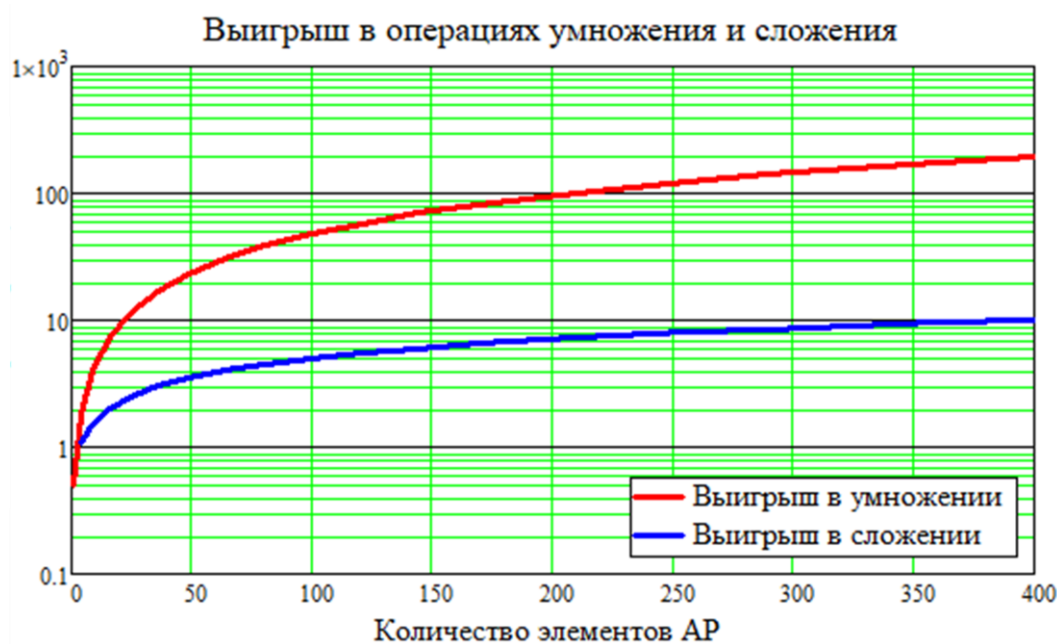


Рис. 2. Выигрыш в количестве операций умножения и сложения при вычислении корреляционных матриц и пространственного спектра

Из рисунка 2 видно, что оценка двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных позволяет существенно уменьшить количество математических операций. Видно, что по мере роста числа элементов антенной решетки, выигрыш в количестве математических операций, требуемых для оценки двумерного пространственного спектра, существенно возрастает.

3. Моделирование двумерного пространственного спектра

Рассмотрим результат оценки двумерного пространственного спектра классическим образом (по выражению (1)) и как совокупности двух одномерных (по выражению (10)). Для начала предположим, что в рассматриваемом элементе разрешения присутствует одна цель с угловыми координатами по азимуту $\theta = -10^\circ$ и по углу места $\phi = -30^\circ$. Оценка пространственного спектра осуществлялась для антенной решетки, содержащей $N = N_x \cdot N_y = 400$ элементов ($N_x = 20$ строк и $N_y = 20$ столбцов). Каждый элемент решетки является изотропным. Элементы расположены в узлах прямоугольной сетки с шагом $\lambda / 2$, где λ – длина волны зондирующего сигнала.

Результат оценки двумерного пространственного спектра для одного объекта в элементе разрешения изображен на рисунке 3. Двумерные пространственные спектры, оцененные классическим образом и как совокупность двух одномерных полностью совпали и повторяют форму диаграммы направленности антенной решетки. На рисунке 3 помимо двумерного пространственного спектра показаны одномерные для плоскости азимута и угла места, рассчитанные по выражениям (6) и (7). Согласно выражениям (19) и (20), выигрыш в количестве математических операций при расчете каждого отсчета двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных составил $3.188 \cdot 10^5$ операций умножения и $1.44 \cdot 10^5$ операций сложения.

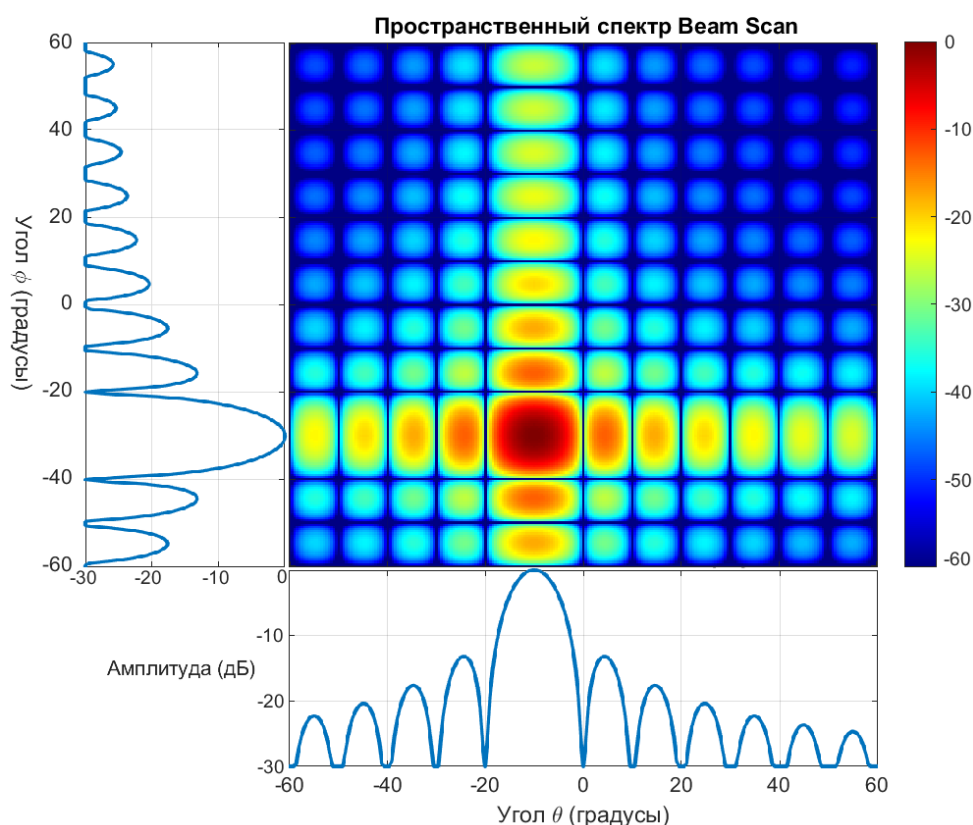


Рис. 3. Двумерный пространственный спектр при одном объекте в элементе разрешения.

Оценим двумерный пространственный спектр при двух объектах в элементе разрешения по дальности, разрешаемых по угловым координатам. Координаты первого объекта останутся неизменными $((\theta_1, \phi_1) = (-10^\circ, -30^\circ))$, а размещая второй, рассмотрим два случая. В первом случае второй объект попадает в максимум одного из боковых лепестков от первого объекта (угловые

координаты $(\theta_2, \phi_2) = (24.75^\circ, 4.75^\circ)$. Во втором случае второй объект попадает в область минимума между боковыми лепестками от первого объекта (угловые координаты $(\theta_2, \phi_2) = (30^\circ, 10^\circ)$). В обоих случаях рассмотрим изменение отношения амплитуд эхосигналов первого и второго объектов в диапазоне:

$$0 \leq \frac{A_{m2}}{A_{m1}} \leq 1.$$

На рисунке 4 представлены двумерные пространственные спектры для случая, когда второй объект располагается в области максимума бокового лепестка первого объекта. Отношение амплитуд эхосигналов составляет $\frac{A_{m2}}{A_{m1}} = 0.25$. Видно, что изображения двумерных пространственных спектров, полученных разными способами, различаются. Происходит это в силу того, что при перемножении одномерных спектров главный лепесток одного объекта перемножается с боковым лепестком другого объекта. При этом происходит повышение уровня боковых лепестков. Это приводит к искажению двумерного пространственного спектра при оценке его как совокупности двух одномерных. Искажения двумерного пространственного спектра, рассчитанного как совокупность двух одномерных, проявляющиеся при наличии нескольких объектов в одном элементе разрешения по дальности, могут приводить к обнаружению ложных объектов и оценке их координат и пропуску существующих объектов.

Двумерные пространственные спектры, изображенные на рисунке 4, как раз соответствуют такому случаю. На рисунке нанесены следующие точки, представляющие интерес: 1 – местоположение первого объекта; 2 – местоположение второго объекта; 3 – местоположение максимального бокового лепестка от первого объекта; 4, 5 – местоположения пересечения боковых лепестков от первого и второго объектов.

С использованием двумерных пространственных спектров угловые координаты объектов оцениваются как положения его экстремумов (максимумов). При этом угловые координаты оцениваются для заранее

заданного числа экстремумов, имеющих наибольшие значения. Фактически, осуществляется обнаружение всех экстремумов на двумерном пространственном спектре, их ранжирование в порядке убывания с последующим выбором среди получившегося ряда заданного количества экстремумов, имеющих наибольшие значения.

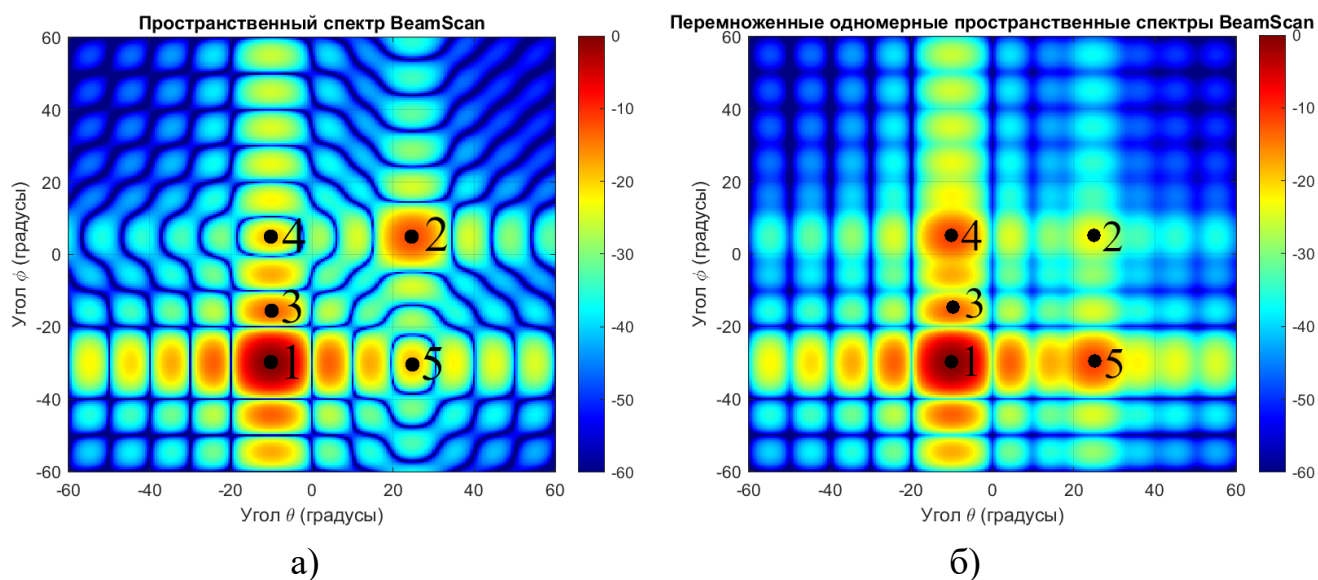


Рис. 4. Двумерный пространственный спектр при двух объектах в элементе разрешения при расположении второй цели в области максимума бокового лепестка первой цели: а) расчет по (1), б) расчет по (10).

На рисунке 4а наблюдается два экстремума с со значениями 0 дБ и -12 дБ с угловыми координатами, соответствующими первому и второму объекту. На рисунке 4б наблюдается три высоких пика. Первый соответствует угловому положению первого объекта $(\theta_1, \phi_1) = (-10^\circ, -30^\circ)$ (уровень 0 дБ). Второй и третий имеют одинаковый уровень в -11,2 дБ и угловые координаты $(\theta_4, \phi_4) = (24.75^\circ, -30^\circ)$ и $(\theta_5, \phi_5) = (-10^\circ, 4.75^\circ)$. Уровень отклика, соответствующего местоположению второго объекта (точка 2), составляет -22,41 дБ. Использование двумерного пространственного спектра, изображенного на рисунке 4б для оценки местоположения двух объектов приведет обнаружению первого объекта, а в качестве второго будет принято положение точки 4 или 5. Истинное положение второго объекта не будет определено – он будет замаскирован экстремумами, сформировавшимися в результате интерференции боковых лепестков от первого и второго объекта.

Отметим, что вычисление двумерного пространственного спектра по выражению (4) приводит к маскированию главного лепестка от второго объекта только тогда, когда амплитуда его эхосигнала становится ниже первого бокового лепестка от первого объекта, то есть при выполнении неравенства $\frac{A_2}{A_1} < 0.22$.

При низкой амплитуде эхосигнала второго объекта его главный лепесток окажется ниже максимально высокого бокового лепестка от первого объекта, имеющего уровень -13 дБ.

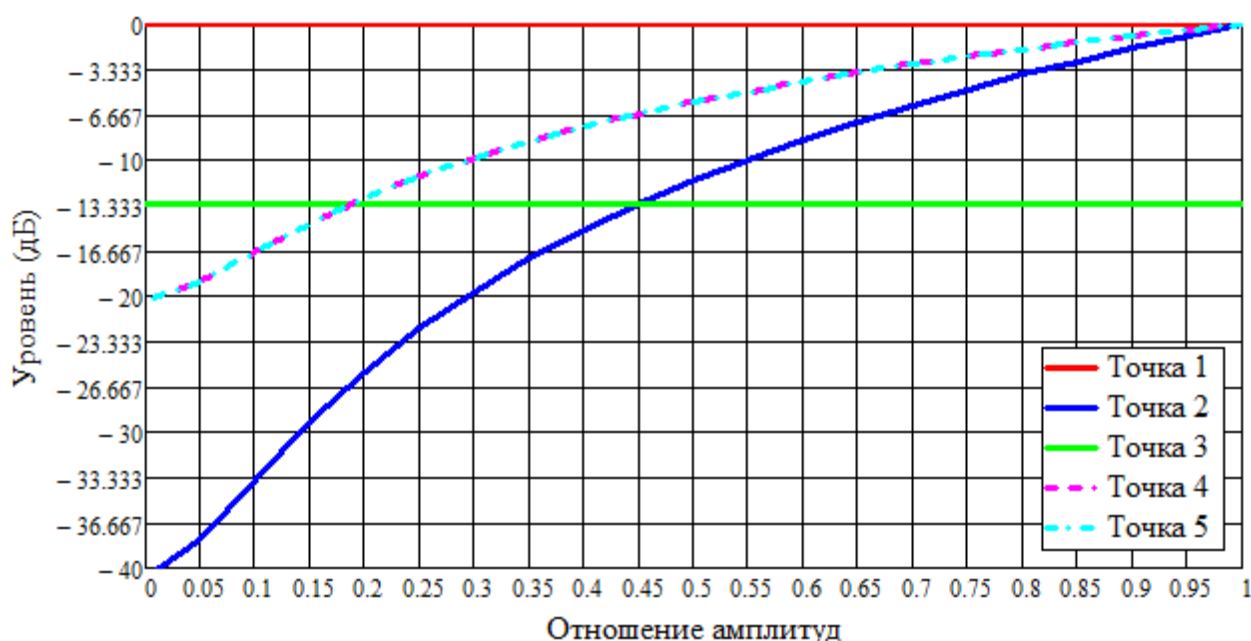


Рис. 5. Зависимость уровня лепестков от отношения амплитуд эхосигналов целей.

На рисунке 5 показаны уровни сигнала в отмеченных точках при разном соотношении амплитуд эхосигналов первого и второго объекта при оценке двумерного спектра как совокупности двух одномерных. Уровень максимального бокового лепестка от первого объекта (точка 3) не зависит от отношения амплитуд целей. Уровень сигнала в точке 2 (местоположение второго объекта) изменяется пропорционально изменению амплитуды эхосигнала, однако оказывается всегда ниже заданного значения. Это результат перемножения главного лепестка второго объекта и бокового лепестка первого объекта. Стоит отметить, что уровень в точке 2 всегда меньше уровня в точках точки 4 и 5 (в этих точках уровень сигнала формируется как результат

перемножения бокового лепестка от второго объекта и главного лепестка от первого). Это означает, что определение истинных координат второго объекта с использованием такого двумерного пространственного спектра не возможно ни при каком соотношении амплитуд.

Рассмотрим случай, когда второй объект расположен в области минимума боковых лепестков от первого объекта. Двумерные пространственные спектры для этого случая при соотношении амплитуд эхосигналов равном 0.25 приведены на рисунке 6. Видно, что и в этом случае, появление второго объекта существенно искажает форму двумерного пространственного спектра, полученного как совокупность двух одномерных. На рисунке 7 приведены зависимости уровней сигнала в ранее обозначенных точках от соотношения амплитуд двух объектов. Из этих зависимостей также видно, что уровень сигнала в точках 2 – местоположении второго объекта – всегда ниже, чем в точках 4 и 5 – максимумах, полученных путем перемножения главного лепестка от первого объекта и боковых лепестков от второго объекта.

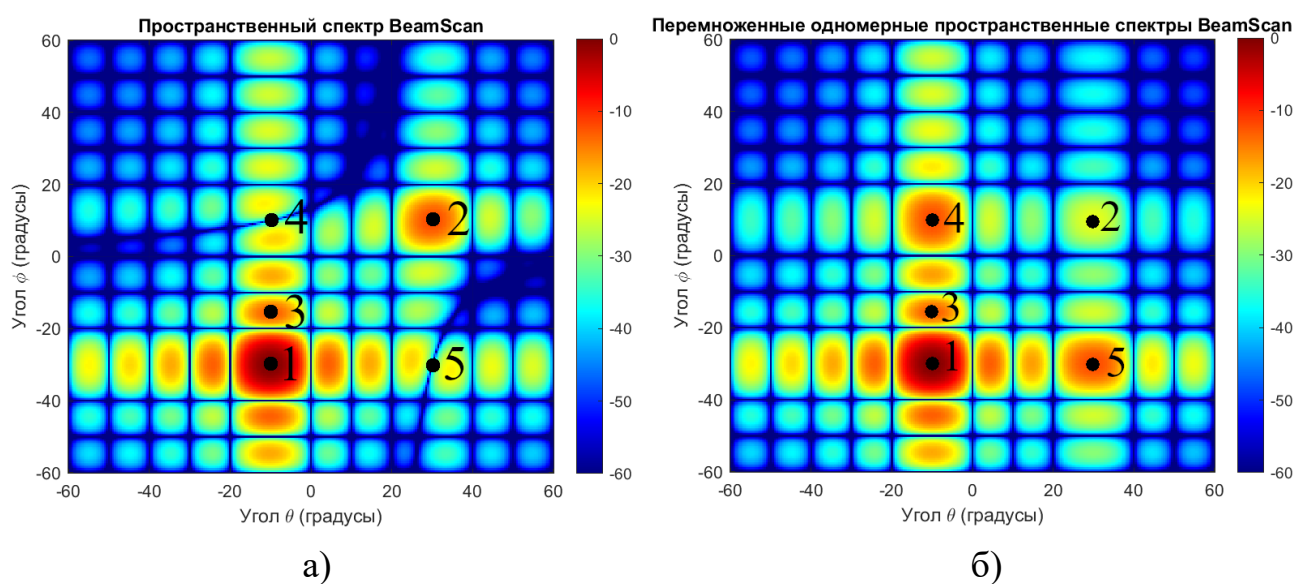


Рис. 6. Двумерный пространственный спектр при двух объектах в элементе разрешения при расположении второй цели в области минимума бокового лепестка первой цели: а) расчет по (1), б) расчет по (10).

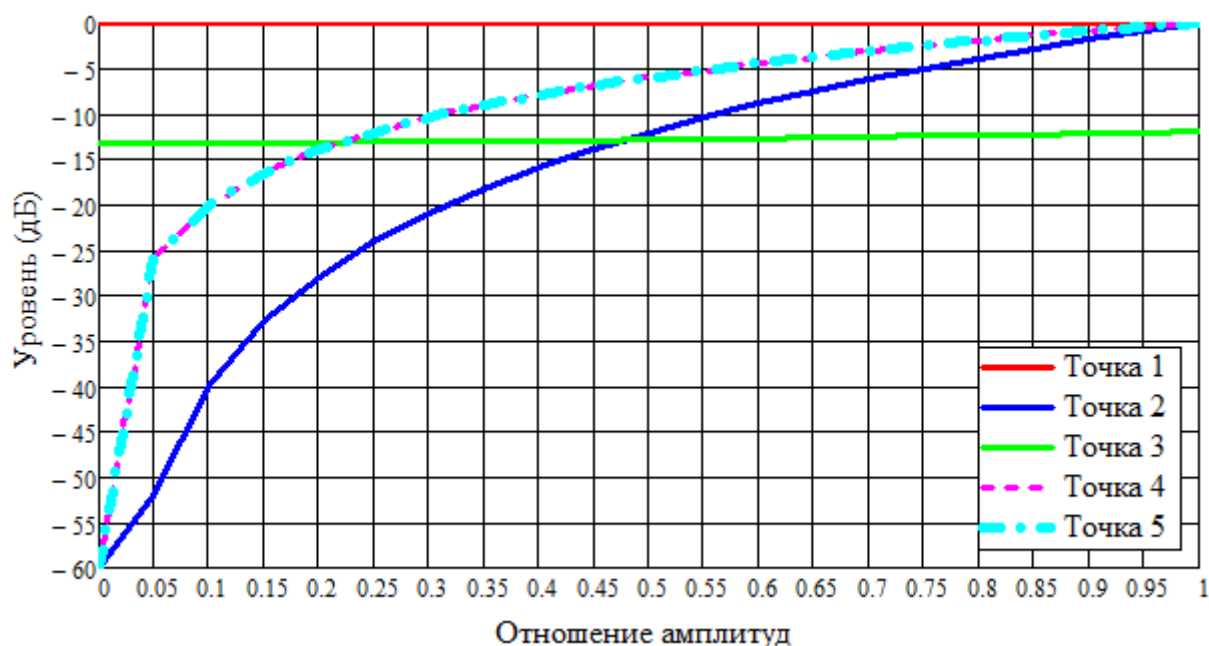


Рис. 7. Зависимость уровня лепестков от отношения амплитуд эхосигналов целей

Стоит отметить, что увеличение количества объектов в одном элементе разрешения приводит к еще более существенным искажениям формы двумерного пространственного спектра, оцененного как совокупность двух одномерных. Это, с одной стороны, является ограничением при использовании такого подхода. С другой стороны, определяет пути дальнейших исследований: разработка алгоритмов компенсации искажений двумерного пространственного спектра, оцененного как совокупности двух одномерных, возникающих при наличии нескольких объектов в элементе разрешения по дальности.

Заключение

Результаты математического моделирования позволяют сделать несколько выводов.

1) Расчет двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных позволяет существенно (на несколько порядков) сократить количество математических операций, необходимых для вычисления одного отсчета спектра. Получены аналитические выражения, которые позволяют оценить величину выигрыша в количестве математических операций в зависимости от количества элементов антенной решетки.

2) При одном объекте в элементе разрешения расчет двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных позволяет получить двумерный пространственный спектр, тождественно равный двумерному пространственному спектру, вычисляемому классическим способом. Такой подход позволяет существенно снизить количество математических операций, требуемых для вычисления.

3) При наличии нескольких объектов в элементе разрешения по дальности оценка двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных приводит к искажению его формы. В спектре появляются дополнительные максимумы, маскирующие положение объекта с меньшей амплитудой эхосигнала. Эти искажения тем сильнее, чем большее количество объектов находится в элементе разрешения.

4) Оценку двумерного пространственного спектра как совокупности двух одномерных целесообразно применять при наличии одного объекта в элементе разрешения. В случае, если в элементе разрешения присутствует более одного объекта требуется разработка алгоритмов, позволяющих компенсировать возникающие при этом искажения формы спектра.

Финансирование: Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда №25-29-01349, <https://rscf.ru/project/25-29-01349/>.

Литература

1. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing: Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2002. 1472 с.
2. Справочник по радиолокации / под. ред. М.И. Сколника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. Москва: Техносфера, 2014. Т. 1. 672 с.
3. Job M., Yadav R.S. A Study on High-Resolution Algorithms MUSIC, MVDR, ESPRIT, Beamscan, and Root-MUSIC for Narrowband Signals // International Conference on Data Analytics & Management. – Singapore: Springer Nature Singapore, 2023. – P. 133-143.
4. Job M., Yadav R. S. High resolution doa estimation of narrowband signal for music, mvdr and beamscan algorithm //2023 11th International Symposium on Electronic Systems Devices and Computing (ESDC). – IEEE, 2023. – V. 1. – P. 1-5. <https://doi.org/10.1109/ESDC56251.2023.10149863>
5. Mahafza B.R. Radar Systems Analysis and Design Using Matlab. – Crc Press, 2018. 772 p.
6. Степанов М.А., Соколов В.С. Соотношения для расчета диаграммы направленности ММО РЛС при различающихся антеннах приемных и передающих элементов, формирующих ее // Информационно-Управляющие Системы. – 2024. – Т. 128. – № 1. – С. 56-63.
7. Mailoux R.J. Phased array antenna handbook, 2nd ed. – Norwood, MA: Artech House antennas and propagation library, 2005. 515 с.
8. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). 4-е изд. – Москва: Издательство «Наука», 1978. 832 с.

Для цитирования:

Соганов П.И., Степанов М.А. Оценка вычислительной эффективности экономичного метода расчета двумерного спектра Бартлетта // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.3.11>