



УДК 621.396.9

М. А. Гладышева, А. В. Немов

АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург)

## Модификация метода ESPRIT для обработки данных в плоских фазированных антенных решетках

*Описана двумерная модификация метода оценивания углового спектра Unitary ESPRIT для плоских фазированных антенных решеток (ФАР) с регулярной структурой расположения приемных элементов. Регулярность структуры необходима для разбиения ФАР на смещенные в пространстве идентичные подрешетки. Достижение сверхвысокого разрешения двух источников радиоизлучения подтверждено экспериментально в безэховой камере на примере гексагональной плоской ФАР.*

**Плоская антенная решетка, гексагональная антенная решетка, Unitary ESPRIT, вещественная пространственная ковариационная матрица, оценивание углового спектра, сверхразрешение, безэховая камера**

При эксплуатации современных радиотехнических систем принципиальное значение имеет обеспечение нужного качества создаваемого поля информационных параметров. Например для радионавигационных систем, оценивается навигационное поле, контроль которого включает анализ частотного и углового спектров источников радиоизлучения, функционирующих в полосе частот радиотехнической системы. Поскольку источники могут быть расположены на близких углах визирования, целесообразно применять методы оценивания пеленгов с высоким разрешением. Под высоким разрешением, или "сверхразрешением" понимается разрешение источников излучения в статистическом смысле, численно превосходящее разрешение по детерминистскому критерию Рэлея [1].

Одним из сверхразрешающих методов является ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Techniques – оценка параметров сигналов с использованием преобразований, инвариантных относительно оператора поворота) [2]. Преимущество ESPRIT перед другими методами сверхразрешения в том, что он позволяет получать оценки пеленгов расчетным путем без поиска локальных максимумов по координатам и при этом обеспечивает сравнительно высокую надежность и точность оценивания [3]. В результате вычислительная сложность оценки существенно сокращается. Пеленгование на основе ESPRIT реализуется цифровой многоканальной обработкой пространственно-

временного сигнала после квадратурного преобразования. Конфигурация антенной решетки (АР) должна позволить выделить две идентичные подрешетки [4], для чего необходима регулярность структуры АР. При линейной конфигурации АР должна содержать не менее трех приемных элементов (ПЭ), при плоской – не менее четырех.

На практике целесообразно применять унитарную модификацию ESPRIT – Unitary ESPRIT [2], не требующую операций разложения пространственных ковариационных матриц (ПКМ) принятых АР колебаний по собственной системе векторов в комплексной области. Вместо этого определяются собственные числа действительной матрицы, полученной из комплексной матрицы унитарным преобразованием. размерности количества сигналов. Тем не менее, в случае плоской АР для правильного соотнесения углов азимутов и углов места целей и для Unitary ESPRIT необходимо вычислять собственные числа квадратной комплексной матрицы, размеры которой определяются количеством сигналов. Это количество может быть определено анализом собственных чисел ПКМ [5], [6]. Однако известные методы оценивания сигнального подпространства в реальных условиях при отсутствии информации о когерентности источников радиоизлучения работают недостаточно надежно.

Применение сверхразрешающих методов, в частности ESPRIT, в плоских АР мало изучено [7]. В [8] приведена двумерная реализация метода

Unitary ESPRIT применительно к квадратным АР, для которых ПКМ является персимметричной.

Описание двумерного Unitary ESPRIT для общего случая АР с регулярной структурой (при не обязательно персимметричной ПКМ), а также тестирование метода в натурном эксперименте являются актуальными.

Настоящая статья посвящена разработке двумерной реализации метода Unitary ESPRIT в плоских ФАР с регулярной структурой, в том числе гексагональной, преимущество которой заключается в компактности АР.

**Модель данных и постановка задачи.** Пусть  $L$  – количество источников радиоизлучения, направления на которые (пеленги) характеризуются азимутами и углами места  $(\varphi_{azl}, \varphi_{y.Ml})$ ,  $l=1, 2, \dots, L$ , относительного центра выбранной системы координат. Плоская АР, состоящая из  $M$  ПЭ, расположена в дальней зоне по отношению к источникам излучения. В момент времени  $t_k$  наблюдения на выходах  $M$ -элементной АР записываются в виде

$$\mathbf{x}(t_k) = \sum_{l=1}^L s_l(t_k) \mathbf{a}_l + \mathbf{n}(t_k), \quad (1)$$

где  $s_l(t_k)$  – комплексная амплитуда сигнального колебания от  $l$ -го источника излучения в  $k$ -й момент времени;  $\mathbf{a}_l$  – комплексный вектор-столбец, описывающий амплитудно-фазовое распределение  $l$ -го сигнала на ПЭ;  $\mathbf{n}(t_k)$  – комплексный вектор собственных шумов, приведенных к входам приемного тракта. Сигналы поступают из разных направлений.

В матричной форме (1) имеет вид

$$\mathbf{x}(t_k) = A \mathbf{s}(t_k) + \mathbf{n}(t_k),$$

где  $A = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_L]$  – матрица с размерами  $M \times L$  (указательная матрица), являющаяся функцией от направлений на источники излучения;  $\mathbf{s}(t_k) = [s_1(t_k), \dots, s_L(t_k)]^T$  ("T" – символ транспонирования).

Пусть  $R_s = E \{ \mathbf{s}(t_k) \mathbf{s}^H(t_k) \}$  – ковариационная матрица принимаемых сигналов, а  $R_n = E \{ \mathbf{n}(t_k) \mathbf{n}^H(t_k) \}$  – ковариационная матрица шумов ("H" – символ эрмитова сопряжения). Будем исходить из следующих предположений:

– сигналы – некоррелированные стационарные центрированные случайные процессы;

– собственные шумы приемных каналов – взаимно некоррелированные с дисперсией  $\sigma^2$ .

Тогда  $R_n = \sigma^2 I_M$  ( $I_M$  – единичная диагональная матрица с размерами  $M \times M$ ) и ковариационная матрица принятых колебаний на выходах  $M$  приемных каналов имеет вид

$$R = AR_s A^H + \sigma^2 I_M.$$

Ввиду некоррелированности сигналов ранг  $\text{rank}(R_s) = L$ . Если столбцы матрицы  $A$  линейно независимы (что выполняется, когда направления на источники излучения различны), то  $\text{rank}(A) = L$  и  $\text{rank}(AR_s A^H) = L$ . Таким образом, матрица  $AR_s A^H$  имеет  $L$  ненулевых собственных чисел (СЧ), и  $M - L$  нулевых. Пусть

$$AR_s A^H = \sum_{m=1}^M \lambda_{cm} \mathbf{e}_m \mathbf{e}_m^H$$

есть разложение эрмитовой матрицы [9]  $AR_s A^H$  по собственной системе векторов, где

$$\begin{aligned} \lambda_{c1} \geq \lambda_{c2} \geq \dots \geq \lambda_{cL} \geq \lambda_{c(L+1)} = \\ = \lambda_{c(L+2)} = \dots = \lambda_{cM} = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

– вещественные СЧ, расположенные в порядке убывания;  $\{\mathbf{e}_m\}_{m=1}^M$  – соответствующие им собственные векторы. Так как  $R_n = \sigma^2 I_M$ , собственные векторы матрицы  $R$  совпадают с собственными векторами матрицы  $AR_s A^H$ , а ее СЧ (2) можно записать в виде

$$\lambda_m = \begin{cases} \lambda_{cm} + \sigma^2, & 1 \leq m \leq L; \\ \sigma^2, & L+1 \leq m \leq M. \end{cases}$$

Ортонормированные собственные векторы  $\{\mathbf{e}_m\}_{m=1}^M$  группируются в две матрицы:  $E_s = [\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_L]$ , формирующую сигнальное подпространство, и  $E_g = [\mathbf{e}_{L+1}, \dots, \mathbf{e}_M]$ , которая формирует шумовое подпространство. Эти два подпространства взаимно ортогональны.

Таким образом, для собственных векторов, соответствующих шумовому подпространству, выполняется равенство  $AR_s A^H \mathbf{e}_m = \mathbf{0}$ ,  $L+1 \leq m \leq M$  ( $\mathbf{0}$  – нулевой вектор). Поскольку матрицы  $A$  и  $R_s$  имеют полный ранг,  $A^H \mathbf{e}_m = \mathbf{0}$ . Это означает, что

указательные векторы  $\{\mathbf{a}_l\}_{l=1}^L$  ортогональны шумовому подпространству. Ввиду ортогональности сигнального подпространства шумовому линейные оболочки сигнального подпространства  $E_s$  и указательной матрицы  $A$  совпадают. Следовательно, существует такая невырожденная матрица  $T$  с размерами  $L \times L$ , что

$$E_s T = A. \quad (3)$$

На практике доступно конечное количество  $K_t$  отсчетов данных, записываемых в виде матрицы  $X = AS + N$  с размерами  $M \times K_t$ , где  $X = [\mathbf{x}(t_1), \dots, \mathbf{x}(t_{K_t})]$ ,  $S = [\mathbf{s}(t_1), \dots, \mathbf{s}(t_{K_t})]$ ,  $N = [\mathbf{n}(t_1), \dots, \mathbf{n}(t_{K_t})]$ , по которым можно получить состоятельную и асимптотически эффективную оценку матрицы  $R$ :

$$\hat{R} = \frac{1}{K_t - 1} \sum_{k=1}^{K_t} \mathbf{x}(t_k) \mathbf{x}^H(t_k) = \frac{1}{K_t - 1} X X^H.$$

#### Unitary ESPRIT.

*Алгоритм ESPRIT.* Инвариантность сигнального подпространства относительно оператора поворота обусловлена инвариантностью выбранной структуры AP относительно оператора сдвига.

В алгоритмах ESPRIT AP принципиально разбивается на две идентичные подрешетки, фазовые центры которых разнесены в пространстве на некоторое расстояние  $d_{\text{п}}$ . Указательные матрицы этих подрешеток связаны через некую матрицу, содержащую информацию о пеленгах на источники излучения.

Так как каждая строка в матрицах  $A$  и  $X$  соответствует определенному ПЭ, конфигурация подрешеток может быть определена бинарными матрицами выбора подрешеток  $J_1$  и  $J_2$  с размерами  $M_1 \times M$  ( $M_1$  – количество ПЭ в подрешетке), которые при умножении их на указательную матрицу выбирают из нее нужные строки.

Матрицы выбора подрешеток должны быть центрально симметричны друг относительно друга, т. е. должно выполняться свойство

$$J_2 = \Pi_{M_1} J_1 \Pi_M, \quad (4)$$

где  $\Pi_M$  – перестановочная матрица [10] с размерами  $M \times M$ . Свойство (4) играет ключевую роль в алгоритме ESPRIT. Благодаря указанному выбору матриц  $J_1$  и  $J_2$  формируются две идентичные,

но разнесенные друг относительно друга в пространстве подрешетки. Это означает, что указательный вектор для второй подрешетки  $J_2 \mathbf{a}_l$  представляет собой указательный вектор первой подрешетки  $J_1 \mathbf{a}_l$ , умноженный на определенный коэффициент:

$$J_1 \mathbf{a}_l e^{j\psi_l} = J_2 \mathbf{a}_l, \quad l = 1, 2, \dots, L. \quad (5)$$

Указанное свойство инвариантности (5) относительно сдвига всех  $L$  указательных векторов может быть описано следующей компактной формулой:

$$J_1 A \Phi_\Psi = J_2 A, \quad (6)$$

где  $\Phi_\Psi = \text{diag}\{\phi_{\Psi, l}\}_{l=1}^L = \text{diag}\{e^{j\psi_l}\}_{l=1}^L$  является унитарной диагональной матрицей (с размерами  $L \times L$ ) пространственных фазовых сдвигов между сигналами, наводимых в подрешетках  $L$  источниками излучения.

Равенство (3) справедливо в асимптотике, когда количество отсчетов  $K_t \rightarrow \infty$ , поэтому свойство инвариантности (6) может быть выражено с помощью матрицы  $E_s$  следующим образом:

$$J_1 E_s T \Phi_\Psi = J_2 E_s T \Leftrightarrow J_1 E_s \Psi = J_2 E_s, \quad (7)$$

где

$$\Psi = T^{-1} \Phi_\Psi T = E_\Psi \Phi_\Psi E_\Psi^{-1} \quad (8)$$

– невырожденная матрица с размерами  $(L \times L)$ .

Так как  $\Phi_\Psi$  – диагональная матрица, (8) представляет собой разложение по собственным векторам, где  $E_\Psi$  – матрица собственных векторов матрицы  $\Psi$ . Поэтому фазовые сдвиги  $\phi_{\Psi, l}$ ,  $l = 1, 2, \dots, L$  являются собственными числами матрицы  $\Psi$ .

Матрица  $\Psi$  может быть найдена из уравнения инвариантности (7) методом наименьших квадратов (least squares – LS), методом обобщенных наименьших квадратов (total least squares – TLS) [2] или методом (structured least squares – SLS) [11], специально разработанным для случаев, когда подрешетки AP выбираются с перекрытием.

*Унитарное преобразование.* В алгоритме Unitary ESPRIT для сокращения вычислительных затрат производится переход от комплексных ПКМ к вещественным с помощью унитарного преобразования.

В общем случае ПКМ  $R$  – эрмитова. Для получения вещественной матрицы выполняют следующие преобразования [10].

Вычисляется центрально-эрмитова матрица:

$$R_{\text{ЦЭ}} = R + \Pi_M R^* \Pi_M,$$

а далее – вещественная матрица  $R_{\text{вещ}}$ :

$$R_{\text{вещ}} = Q_M^H R_{\text{ЦЭ}} Q_M,$$

$Q_M$  – унитарная матрица с размерами  $M \times M$ , определяемая следующим образом:

– при нечетном  $Q \ M = 2m + 1$ :

$$Q_{2m+1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_m & \mathbf{0}_m & jI_m \\ \mathbf{0}_m^T & \sqrt{2} & \mathbf{0}_m^T \\ \Pi_m & \mathbf{0}_m & -j\Pi_m \end{bmatrix};$$

– при нечетном  $Q \ M = 2m$ :

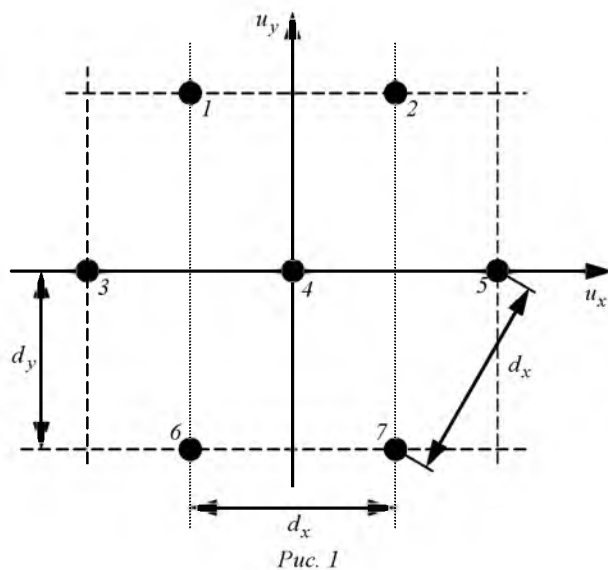
$$Q_{2m} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} I_m & jI_m \\ \Pi_m & -j\Pi_m \end{bmatrix}.$$

Методы семейства ESPRIT применимы к АР с регулярной структурой [2], [12], в частности к плоским гексагональным АР (ГАР). Условием регулярности является расположение ПЭ АР в узлах геометрической сетки (в рассмотренном случае – треугольной) в плоскости направляющих косинусов –  $u$ -пространстве (рис. 1).

**Алгоритм Unitary ESPRIT для гексагональной антенной решетки.** На рис. 1 в качестве примера изображена семиэлементная ГАР, которую назовем ГАР-7, в плоскости направляющих косинусов:

$$u_x = \cos \varphi \sin \theta; \quad u_y = \sin \varphi \sin \theta.$$

Рассмотрим ГАР, ПЭ которых расположены в узлах треугольной сетки со стороной  $d_x = 0.57\lambda$  ( $\lambda$  – длина волны), определяемой из условия отсутствия дифракционных максимумов ДН для тре-



угольной сетки [13]. Расстояние между горизонтальными рядами ПЭ составляет  $d_y = (\sqrt{3}/2)d_x$ .

Методика использования метода Unitary ESPRIT в плоских АР изложена в [14]. Согласно методике необходимо перейти из пространства направляющих косинусов  $\mathbf{u} = [u_x \ u_y]^T$  ГАР в такое пространство направляющих косинусов  $\mathbf{v} = [v_x \ v_y]^T$ , в котором бы ПЭ находились в узлах прямоугольной сетки. Указанное преобразование описывается формулой [12], [15]

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 1 & \theta \\ 1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \mathbf{u},$$

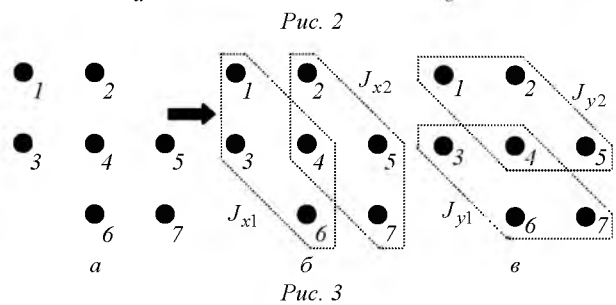
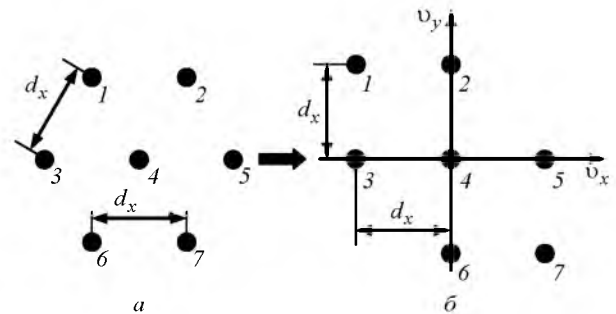
а обратное преобразование – формулой

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/\sqrt{3} & 2/\sqrt{3} \end{bmatrix} \mathbf{v}. \quad (10)$$

На рис. 2 продемонстрировано преобразование из  $u$ -пространства (рис. 2, а) в  $v$ -пространство (рис. 2, б) для ГАР-7.

Необходимое и достаточное условие применимости ESPRIT к плоским АР заключается в возможности выделения пар смещенных идентичных подрешеток в плоскости  $v$ -пространства (рис. 3) вдоль каждой из осей координат, которое обеспечивается, в частности для ГАР и для квадратных АР.

*Оценка сигнального подпространства.* Для использования алгоритма Unitary ESPRIT необходимо вычислить матрицу  $E_{\text{вещ } s}$  (с размерами  $M \times L$ ) как  $L$  собственных векторов ковариационной матрицы данных  $R_{\text{вещ}}$ , соответствующих  $L$  наиболь-



шим СЧ этой матрицы. Для оценивания количества сигналов  $L$  авторами настоящей статьи разработан эффективный вариант градиентного метода оценивания сигнального подпространства, предложенного в [6]. Поскольку описание этого варианта выходит за рамки излагаемого материала,  $L$  далее считается известным.

*Определение матриц выбора подрешеток.* В плоских АР необходимо выделять два набора подрешеток по двум осям декартовой системы координат – вдоль оси  $x$  (с помощью матриц  $J_{x1}$  и  $J_{x2}$  – рис. 3, б) и вдоль оси  $y$  (с помощью матриц  $J_{y1}$  и  $J_{y2}$  – рис. 3, в). Так как подрешетки, смещенные вдоль одной из координат, связаны через матрицы выбора подрешеток (4), достаточно найти вид только одной из подрешеток вдоль каждой координаты.

Далее приведен оригинальный алгоритм расчета матриц  $J_{x2}$  и  $J_{y2}$  для ГАР в общем виде. ГАР задается числом элементов в среднем ряду  $M_{x0}$ . Тогда количество ПЭ в ГАР рассчитывается как

$$M = 1 + 6 \sum_{m=1}^{(M_{x0}-1)/2} m,$$

а число элементов в одной подрешетке – как  $M_1 = M - M_{x0}$ .

Ряды ПЭ в ГАР имеют индексы  $m_{yi} = -(N_{x0} - 1)/2 + (i - 1)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_{x0}$ . Тогда количество ПЭ в  $i$ -м ряду задается числом  $M_{xi} = N_{x0} - |m_{xi}|$ ,  $i = 1, 2, \dots, N_{x0}$ .

Предварительно матрицы  $J_{x1}$  и  $J_{y2}$  задаются как единичные матрицы с размерами  $(M_1 \times M)$ . Для получения матрицы  $J_{x1}$  на  $j$ -м шаге ( $j = 1, 2, \dots, M_{x0}$ ) из матрицы  $J_{x1}$ , сформированной на предыдущем шаге, убирается строка с номером  $n_{Tj} = \sum_{i=1}^{N_{x0}-j+1} M_{xi}$ . Номер, с которого начинается новый ряд ПЭ, определяется как  $n_{bj} = n_{Tj} - M_{xj} + 1$ .

Из матрицы  $J_{y2}$  убираются последние строки, начиная со строки с номером  $M - M_{x, M_{x0}} + 1$ . Затем из нее же убираются строки с номерами  $n_{bj}$ , где  $j$  уменьшается от  $M_{x0} - 1$  до  $(M_{x0} + 1)/2$ .

*Решение уравнения инвариантности.* С помощью методов LS, TLS или SLS находят матрицы  $\Psi_{\text{вещ}_{v,x}}$  и  $\Psi_{\text{вещ}_{v,y}}$  из системы уравнений

$$J_{\text{вещ}_{x1}} E_{\text{вещ}_s} \Psi_{\text{вещ}_{v,x}} \approx J_{\text{вещ}_{x2}} E_{\text{вещ}_s};$$

$$J_{\text{вещ}_{y1}} E_{\text{вещ}_s} \Psi_{\text{вещ}_{v,y}} \approx J_{\text{вещ}_{y2}} E_{\text{вещ}_s},$$

где

$$J_{\text{вещ}_{x1}} = \text{Re} \left\{ Q_{M_1}^H J_{x2} Q_M \right\};$$

$$J_{\text{вещ}_{x2}} = \text{Im} \left\{ Q_{M_1}^H J_{x2} Q_M \right\};$$

$$J_{\text{вещ}_{y1}} = \text{Re} \left\{ Q_{M_1}^H J_{y2} Q_M \right\};$$

$$J_{\text{вещ}_{y2}} = \text{Im} \left\{ Q_{M_1}^H J_{y2} Q_M \right\}.$$

*Оценка пространственных частот в  $v$ -пространстве.* Для сопоставления оцененным углам азимута углов места каждого источника нужно вычислить СЧ  $\Phi_{\Psi_v} = \text{diag} \{ \Phi_{\Psi_v, l} \}_{l=1}^L$  комплексной матрицы  $\Psi_{\text{вещ}_{v,x}} + j \Psi_{\text{вещ}_{v,y}}$ , а не использовать уравнение (8) напрямую для каждой из координат.

Далее находят  $\Psi_{v,x,l}$  и  $\Psi_{v,y,l}$  по формулам

$$\Psi_{v,x,l} = 2 \arctg \left( \text{Re} \{ \Phi_{\Psi_v, l} \} \right);$$

$$\Psi_{v,y,l} = 2 \arctg \left( \text{Im} \{ \Phi_{\Psi_v, l} \} \right), \quad l = 1, 2, \dots, L,$$

для того чтобы вычислить направляющие косинусы источников излучения в  $v$ -пространстве:

$$v_{x,l} = \frac{\Psi_{v,x,l}}{2\pi d_{v_x}}; \quad v_{y,l} = \frac{\Psi_{v,y,l}}{2\pi d_{v_y}}, \quad (11)$$

$$l = 1, 2, \dots, L.$$

*Переход в  $u$ -пространство:* Вычисление направляющих косинусов источников излучения в  $u$ -пространстве производится приложением преобразования (10) к формулам (11):

$$u_{x,l} = v_{x,l}; \quad u_{y,l} = -\frac{v_{x,l}}{\sqrt{3}} + 2\frac{v_{y,l}}{\sqrt{3}}, \quad (12)$$

$$l = 1, 2, \dots, L.$$

Подстановкой в формулы (12) выражения для направляющих косинусов (9) и решением получившейся системы тригонометрических уравнений определяются значения азимутов  $\varphi_{azl}$  и углов места  $\varphi_{uMl}$ ,  $l = 1, 2, \dots, L$ .

Номер эксперимента	$\varphi_{аз1}, \dots^\circ$	$\hat{\varphi}_{аз1}, \dots^\circ$	$\varphi_{УМ1}, \dots^\circ$	$\hat{\varphi}_{УМ1}, \dots^\circ$	$\varphi_{аз2}, \dots^\circ$	$\hat{\varphi}_{аз2}, \dots^\circ$	$\varphi_{УМ2}, \dots^\circ$	$\hat{\varphi}_{УМ2}, \dots^\circ$
1	0	0.02	0	0.04	–	–	–	–
2	–	–	–	–	20.0	20.9	2	2.08°
3	0	4.04	0	0.61	20.0	18.22	2	2.45°
4	–	–	–	–	16.6	18.64	2	1.45°
5	0	6.55	0	0.82	16.6	16.33	2	0.66°
6	0	3.45	0	1.29	14.3	14.42	2	-0.42°
7	0	5.7	0	0.98	13.0	5.7	2	0.98°

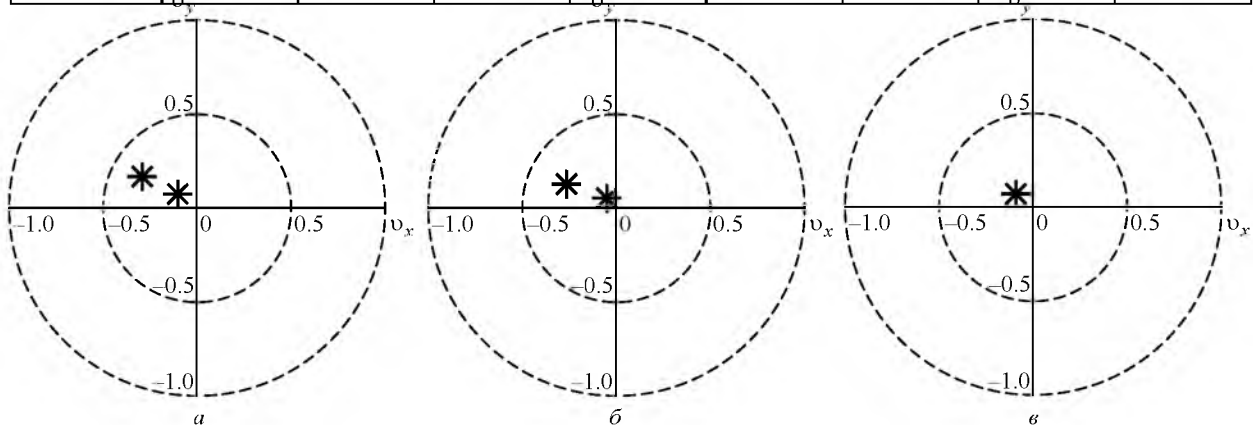


Рис. 4

Некоторые результаты экспериментальной проверки Unitary ESPRIT для ГАР-7. Эксперименты, проведенные в безэховой камере АО "Российский институт радионавигации и времени", доказали эффективность описанного алгоритма оценивания пеленгов для ГАР-7 в связке с алгоритмом оценивания сигнального подпространства при пеленговании одного или двух источников излучения одновременно по азимутам ( $\varphi_{аз}$ ) и по углам места ( $\varphi_{УМ}$ ). Результаты эксперимента (истинные значения углов и полученные оценки углов (отмечены знаком "^")) сведены в таблицу.

На контурных диаграммах рис. 4 маркерами показаны результаты оценивания азимута источников излучения в экспериментах 5–7. По осям отложены направляющие косинусы.

Погрешности оценивания углов достаточно велики – единицы градусов, однако при значении полуширины ДН ГАР-7, равной 20°, при совместном пеленговании двух источников такие ошибки естественны. Эксперимент № 6 по отношению к экспериментам № 5 и 7 задает граничное значение разнесения источников излучения по азимуту, при котором источники еще разрешаются. В эксперименте № 7 источники не разрешаются. Эк-

перимент № 6 подтверждает достижение "сверхразрешения", поскольку зафиксированное угловое разнесение источников излучения (14.3°) менее полуширины главного лепестка ДН ГАР-7 (20°).

В представленном материале дано цельное изложение алгоритма оценивания пеленгов на основе двумерной модификации метода Unitary ESPRIT для плоских ФАР с регулярной структурой. Описаны условия, накладываемые на геометрию АР, для применимости метода.

Работоспособность и достижение "сверхразрешения" подтверждены экспериментально на примере ГАР-7.

Для увеличения точности совместного оценивания углов азимута и угла места следует рассмотреть возможность увеличения пространственного смещения подрешеток плоской АР, а также исследовать объемные АР при смещении подрешеток на плоскости.

Гексагональная АР с блоком радиоэлектроники для обработки сигналов, в которой применен описанный метод, может быть использована в целях контроля радионавигационного поля ГЛОНАСС, иных спутниковых радионавигационных систем, также для контроля акустического и ультразвукового полей.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации: учебник для вузов. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
2. Roy R., Kaillath Th. ESPRIT – Estimation of Signal Parameters Via Rotational Invariance Techniques // IEEE

Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1989. Vol. ASSP-37, iss. 7. P. 984–995.

3. Немов А. В., Добырн В. В., Кузнецова Е. В. Сравнение разрешающей способности псевдооцен-

нок углового спектра на основе Unitary ESPRIT и MUSIC // Телекоммуникации. 2001. № 12. С. 30–32.

4. Добырин В. В., Немов А. В. Эффективность применения сверхразрешающих спектральных оценок в бортовых угломерных фазированных антенных решетках // Радиотехника. 1999. № 9. С. 65–67.

5. Зотов С. А., Макаров Е. С., Нечаев Ю. Б. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации. URL: <http://www.lerc.ru/informatics/0003/0002> (дата обращения 12.07.2016).

6. Wax M., Kailath T. Detection of signal by information theoretic criteria // IEEE Trans. on Acoustic, Speech and Signal Processing. 1985. Vol. ASSP-33, iss. 4. P. 387–392.

7. Akaike H. A new look at the Statistical Model Identification // IEEE Trans. on Autom. Control. 1974. Vol. AC-19, iss. 6. P. 716–723.

8. Василишин В. И. Оценивание угловых координат источников излучения на основе прямоугольной антенной решетки двумерным модифицированным унитарным алгоритмом ESPRIT // Прикладная радиоэлектроника. 2010. Т. 9, № 4. С. 521–527.

9. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

10. Haardt M., Nosssek J. A. Unitary ESPRIT: How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden // IEEE Trans. on Signal Processing. 1995. Vol. SP-43, iss. 5. P. 1232–1242.

11. Haardt M., Nosssek J. A. Structured Least Squares to Improve the Performance of ESPRIT-Type High-Resolution Techniques // IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Shanghai, China, 20–25 March 1996. Piscataway: IEEE, 1996. Vol. 5. P. 2805–2808.

12. Trees van H. L. Optimum Array Processing. New York: Wiley, 2002. 1470 p.

13. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д. И. Воскресенского. 2-е изд. М.: Радио и связь, 1994. 592 с.

14. Zoltowski M. D., Haardt M., Mathews Ch. P. Closed-Form 2-D Angle Estimation with Rectangular Arrays in Element Space or Beamspace via Unitary ESPRIT // IEEE Trans. on Signal Processing. 1996. Vol. SP-44, iss. 4. P. 316–328.

15. Tian Zh., Trees Van H. L. DOA Estimation with Hexagonal Arrays // Proc. of 1998 Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Seattle, WA, 12–15 May 1998. Piscataway: IEEE, 1998. P. IV: 2053–2056.

M. A. Gladysheva, A. V. Nemov

*JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg)*

### **A Modification of Unitary ESPRIT Method for Data Processing in Planar Phased Antenna Arrays**

*A modification of Unitary ESPRIT method of evaluation of an angular spectrum for planar phased antenna arrays (PAA) with regular structure of receiving elements arrangement is described. The structure regularity is necessary to split the PAA into identical sub-arrays displaced in space. Super-resolution of two emitters is confirmed experimentally in an anechoic chamber using a hexagonal planar PAA.*

Flat antenna array, hexagonal antenna array, Unitary ESPRIT, real space covariance matrix, angular spectrum estimation, superresolution, anechoic chamber

Статья поступила в редакцию 16 апреля 2016 г.