

УДК 621.391

С.И. Хмелевский

*Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков*

## ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКОВ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ СОВМЕСТНОЙ АДАПТИВНОЙ И КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКЕ МЕТОДОМ ПРОСТРАНСТВЕННОГО РАЗРЕШЕНИЯ ПО АЛГОРИТМУ КЕЙПОНА

*Показано, что применение разнесенных в пространстве пары адаптивных антенных решеток (ААР) в режиме самофокусирования, включенных в двухэтапную процедуру измерения координат множественных источников шумовых полей базово-корреляционным методом, позволяет решить задачу отождествления пеленгов, оптимизировать параметры системы пространственно-временной обработки по времени адаптации.*

**Ключевые слова:** базово-корреляционная система, пространственно-временная обработка.

### Постановка проблемы и анализ литературы

Множественный характер помех приводит к тому, что обнаружение сигналов происходит при высоком уровне как коррелированного, так и некоррелированного шума. Помехами могут являться излучение систем электронного противодействия, непреднамеренные помехи в радиодиапазоне, отражения от окружающих местных предметов и фон естественных источников шумов. Высокая интенсивность мешающих сигналов и их одновременное воздействие обуславливают перспективность использования для обработки полезных сигналов систем пространственно-временной обработки на основе адаптивных антенных решеток. Основные их достоинства [1]: возможность подавления помех; многоканальность подавления вне линии визирования; точное пеленгование источника излучения и локализация каждого с минимальной ошибкой даже при близком расположении источников в пространстве. За последние годы стала проявляться тенденция к более широкому изучению способов применения адаптивных антенных решеток в многопозиционных системах пассивной локации. В работах [2 – 4] синтезированы оптимальные и квази-оптимальные алгоритмы обнаружения как детерминированных, так и стохастических сигналов на фоне пространственно-коррелированных помех, оценены потери в выходном отношении сигнал/шум в сравне-

нии с оптимальной обработкой [3, 5], оценена эффективность фокусирования в двухпозиционной системе ААР в одном из пунктов приема на пеленгуемый источник излучения [3, 6]. В этих работах нерассмотренными остались вопросы совместного использования адаптивной апертурной и корреляционной межапертурной обработки шумовых сигналов в каждой позиции для повышения эффективности пространственной локализации множественных источников излучения при ограниченном времени обзора пространства.

**Целью статьи** является рассмотрение возможности совместного использования адаптивных антенных решеток с оптимальной пространственно-временной обработкой и устройств корреляционной селекции сигналов от источников активных помех.

Использование многоэтапной процедуры измерения в системах пространственно-временной обработки с большим числом степеней свободы, предложенных в [9, 10], позволяет преодолеть трудности, связанные с выполнением операций обнаружения-измерения-отождествления. В частности, получение откликов системы пространственно-временной обработки при воздействии сигналов источников излучения может быть осуществлено с помощью процедур пеленгования в адаптивных антенных решетках, разнесенных на большое число длин волн, и их самофокусирования в процессе корреляционного отождествления.

## Основной материал

Возможность повышения эффективности пространственной селекции излучающих целей за счет использования адаптивного алгоритма Кейпона (минимизации дисперсии внешних шумов) в каждой антенной решетке двухпозиционной системы отдельно и с учетом корреляционной селекции обнаруженных источников в адаптивном межапертурном канале, показано для модели пространственно-когерентной системы представлены в работах [11–13]. Применение ААР в однопозиционных системах радиолокации позволяет локализовать источник сигнала относительно нее по направлению излучения. При этом для однопозиционной ААР характерно увеличение отношения сигнал/шум за счет адаптации вектора весовых коэффициентов к сигнально-помеховой обстановке. В этом случае коэффициент усиления АР, а значит и амплитуда поля источника сигнала незначительно снижается по отношению к направлению максимальной интенсивности излучения полезного сигнала. В тоже время в направлениях на источники помех формируются глубокие провалы (рис. 1).

Если в луче сформированной адаптивной пеленгационной характеристики направленности оказывается не один, а несколько источников излучения, то их взаимные перемещения друг относительно друга в плоскости, перпендикулярной к линии визирования будут приводить к быстрым флуктуациям вектора весовых коэффициентов (шум адапта-

ции). В ААР градиентного типа качество адаптации зависит от глубины корреляционной обратной связи. Однако в данном случае установление режима адаптации затягивается, и возможности ААР по пространственной селекции сводятся к потенциальным возможностям неадаптивной АР. Сократить время на адаптацию и повысить качество пространственной селекции возможно созданием информационной избыточности [5, 7].

Если обработка сигналов производится в двух адаптивных решетках, разнесенных на некоторую базу  $b$ , то имеется возможность, сфокусировав вторую решетку с учетом параллакса на источник излучения полезного сигнала, локализовать его излучение не только по направлению, но и по разности времени его прихода в пункты приема. Наличие дополнительной информации об источниках излучения, в частности, их селекция по времени запаздывания огибающих взаимнокорреляционных функций сигналов в АР, разнесенных на большое число длин волн, позволяет произвести дополнительную селекцию выбранного источника и уточнить АФР с учетом этих данных. Этот процесс можно расценивать как следующую уточняющую фазу локализации, во время которой за счет дополнительных степеней свободы системы производится коррекция весовых коэффициентов адаптации и оптимизируется отношение сигнал/шум за счет уменьшения влияния мешающих источников излучения в луче ААР (рис. 2).

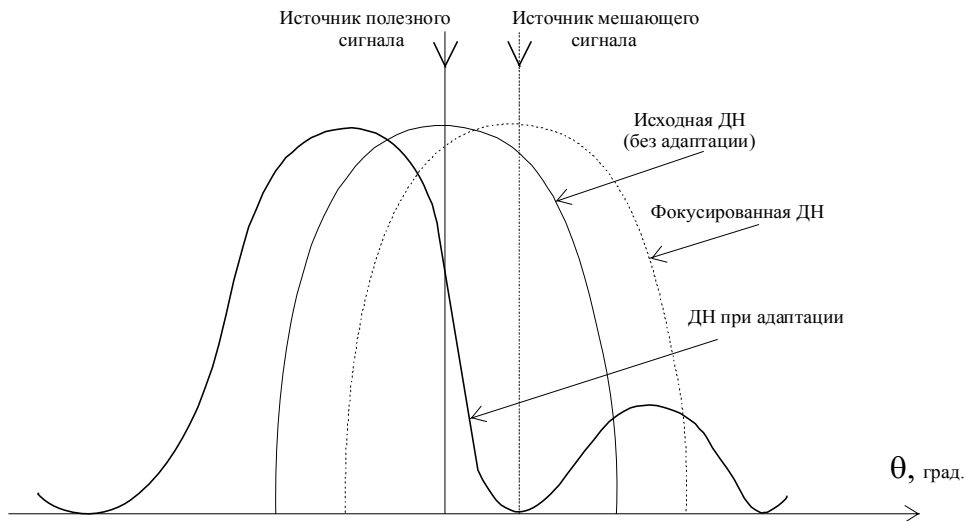


Рис. 1. Адаптация в ААР по направлению

В отличие от системы пространственно-временной обработки [6] адаптация комплексных коэффициентов усиления в каждом элементе антенных решеток осуществляется не путем градиентного формирования весового вектора, а на основе методов прямого обращения пространственной корреляционной матрицы помех. Кроме того, обзор по разности хода источников излучения осуществляется в матричном корреляторе времени запаздывания сиг-

налов между позициями.

*Первый этап* процедуры измерения координат источников излучения без адаптации АР.

Рассмотрим частный случай сигнально-помеховой обстановки, когда в секторе обзора ААР1 и ААР2 находятся три источника излучения стохастических сигналов (рис. 3). Их поиск осуществляется по алгоритму оптимальной пространственной обработки источников без предварительной оценки их числа.

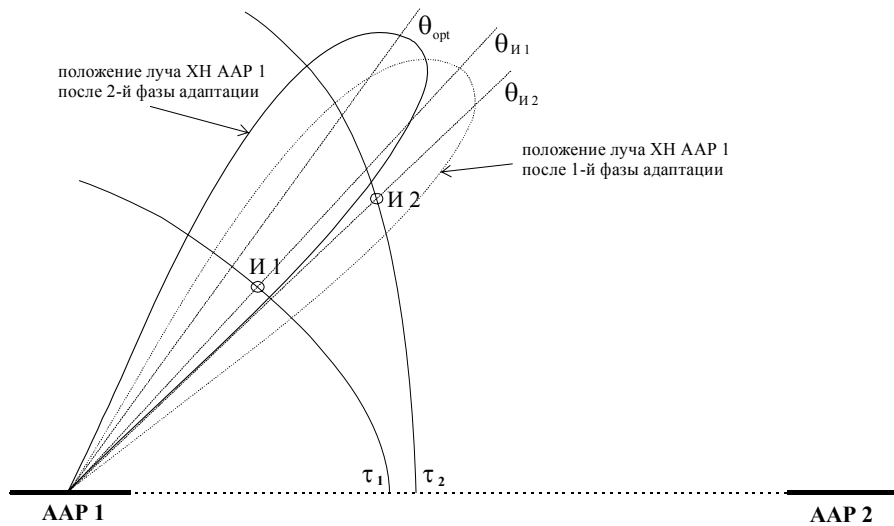


Рис. 2. Адаптация в разнесенных ААР по запаздыванию огибающих ВКФ сигналов

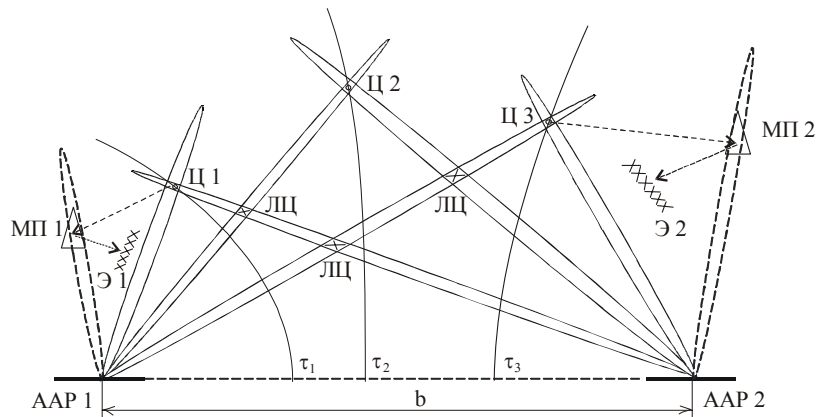


Рис. 3. Принцип пространственной селекции в антенной системе из двух ААР

В результате формируется вектор оценок пеленгов источников излучения относительно ААР1  $\bar{\theta}_1$  и ААР2  $\bar{\theta}_2$ . По сформированным в обеих позициях пеленгам производится поиск по времени запаздывания с целью определения количества целей на линии пеленга.

В поле подсвета могут попасть переизлучающие объекты, такие как близко расположенные воздушные, либо, при малых высотах полета, подстилающая поверхность. То есть при многопутном распространении сигналов, происходит аномальное размножение источников на величину  $\eta$ , где  $\eta$  - количество объектов в поле  $d$  подсвета. В данном случае это объекты МП1 и МП2. Кроме того, как известно [5], наблюдение источников излучения на разнесенных апертурах методами пассивной локации сопровождается наличием ложных отметок целей за счет взаимного пересечения измерительных лучей. В общем случае число ложных пересечений равно  $n^2 - n$ , где  $n$  - истинное число источников излучения. Таким образом, информация о сигнально-помеховой обстановке содержит  $n^2 - n + \eta$  ложных точек, которые как и истинные могут рассматриваться системой пространственной обработки как объекты измерения координат. Использование в составе модели матричных корреля-

торов позволяет с одной стороны свести время получения информации о запаздывании комплексной огибающей сигналов между апертурами к минимуму в отличие от процедуры последовательного фокусирования на источники помех [6] в корреляционном интерферометре. А с другой стороны, обмениваясь текущими оценками запаздывания сигналов от целей между позициями  $\bar{\chi}_\tau^1$  и  $\bar{\chi}_\tau^2$ , имеется возможность реализовать правило отождествления излучающих целей по принципу, что сумма запаздываний сигналов между позициями в направлении одного источника всегда равна  $2\tau_b$ . Устройство отождествления, функционирующее по данному правилу (рис.4), не сформирует пару из замеров  $\|\chi_{\tau_i}^1 \leftrightarrow \chi_{\tau_j}^2\|$  в точках МП1 и МП2, за счет наличия естественных экранирующих факторов  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$  (рис. 3), которые не позволяют наблюдать объект МП1 в позиции с ААР2 и объект МП2 в позиции с ААР1.

Множество ложных целей  $\{\text{ЛЦ}\}$ , полученных за счет пересечения пеленгов разнесенных антенных систем, при обработке в устройстве отождествления также не формируют вектор пространственного положения, так как не сформированы соответствующие их положению в пространстве гиперболы.

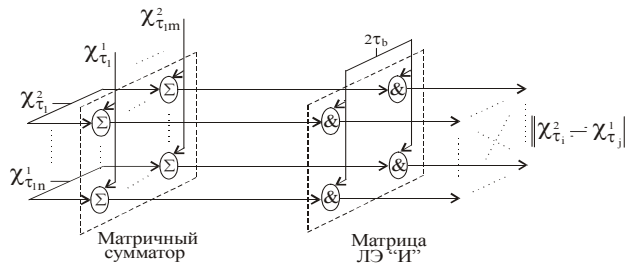


Рис. 4. Схема устройства признакового отождествления

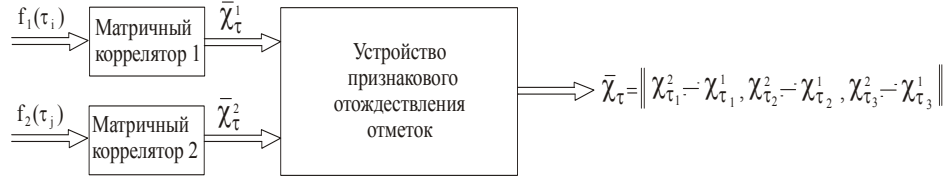


Рис. 5. Схема получения информации для фокусировки главных лучей пары ААР в направлениях на источник излучения

Второй этап процедуры измерения координат источников излучения с адаптацией в ААР.

Как и в работах [6, 9] качество работы АКМ можно оценить, конкретизировав пространственно-временные характеристики сигналов на апертурах разнесенных позиций. При этом рассмотрение двухпозиционной локационной системы представляется в качестве единой фазированной антенной решетки (ФАР), состоящей из разнесенных на большое число длин волн подрешеток ААР1 и ААР2, координаты источников излучения в которой оцениваются относительно центра БКС в плоскости линия базы - цель (рис. 6).

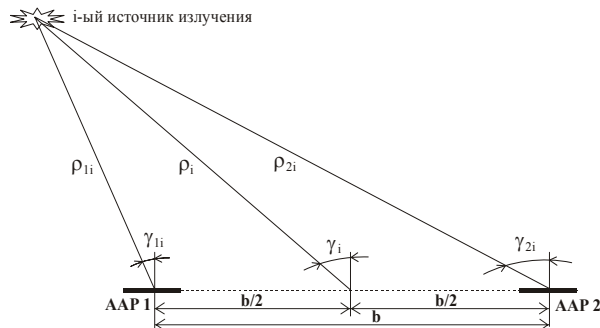


Рис. 6. Представление БКС в виде ФАР с разрывной апертурой

Полагаем, что в зоне обзора БКС присутствуют  $n$  источников излучения. Излучение каждого  $i$ -го,  $i = \overline{1, n}$  источника представляет собой стохастический сигнал. Считая амплитудные различия сигнала от  $i$ -го источника в пределах раскрыва одной решетки несущественными, векторы АФР запишем в следующем виде:

– для первой антенной решетки

$$\dot{X}_1(\gamma_{i_1}) = \exp \left[ jk \frac{2\pi}{\lambda} d_1 \sin(\gamma_{i_1}) \right], k = \overline{-m_{11}, m_{11}}, \quad (1)$$

где  $|m_{11}| = |m_{12}|, m_{11} + m_{12} + 1 = M_1$  – нечетно;

– для второй антенной решетки

Так находится соответствие номеров целей полученных на разнесенных апертурах ААР1 и ААР2 (рис. 5)  $\|\chi_{\tau_i}^1 \leftrightarrow \chi_{\tau_j}^2\|$ . Каждой паре  $\|\chi_{\tau_i}^1 \leftrightarrow \chi_{\tau_j}^2\|$  можно поставить в соответствие амплитудно-фазовые распределения (АФР)  $\dot{X}_1(\alpha_i)$  и  $\dot{X}_2(\alpha_j)$  на апертурах первой и второй ААР. Таким образом, ААР являются сфокусированными на выбранный  $i$ -й ( $i = \overline{1, n}$ ) источник излучения.

$$\dot{X}_2(\gamma_{2_i}) = \exp \left[ j l \frac{2\pi}{\lambda} d_2 \sin(\gamma_{2_i}) \right], l = \overline{-m_{21}, m_{21}}, \quad (2)$$

где  $|m_{21}| = |m_{22}|, m_{21} + m_{22} + 1 = M_2$  – нечетно;  $d_1, d_2$  – межэлементные расстояния в антенных решетках;  $\lambda$  – длина волны.

Выразим  $\sin(\gamma_{1_i}), \sin(\gamma_{2_i})$  через  $\gamma_i$  и  $\rho_i$ :

$$\sin(\gamma_{1_i}) = \frac{\rho_i \sin \gamma_i - b/2}{\sqrt{\rho_i^2 + (b/2)^2 - \rho_i b \sin \gamma_i}}; \quad (3)$$

$$\sin(\gamma_{2_i}) = \frac{\rho_i \sin \gamma_i + b/2}{\sqrt{\rho_i^2 + (b/2)^2 + \rho_i b \sin \gamma_i}}. \quad (4)$$

Подставив (3), (4) в (1) и (2), соответственно, совокупное АФР сигнала  $i$ -го источника на раскрыве первой и второй антенных решеток с учетом разноса их в пространстве на величину  $b$  запишем в виде вектора:

$$\dot{X}(\gamma_i, \rho_i) = \begin{bmatrix} \dot{X}_1(\gamma_i, \rho_i) \exp[j\varphi_1(\gamma_i, \rho_i)] \\ \dot{X}_2(\gamma_i, \rho_i) \exp[j\varphi_2(\gamma_i, \rho_i)] \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где  $\varphi_1(\gamma_i, \rho_i), \varphi_2(\gamma_i, \rho_i)$  – фазовый набег, учитывающий запаздывание комплексной огибающей, измеренной с точностью до огибающей взаимно корреляционной функции сигнала, при его распространении от  $i$ -го источника до центра первой и второй АР соответственно:

$$\varphi_1(\gamma_i, \rho_i) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \rho_i^2 + (b/2)^2 - \rho_i b \sin(\gamma_i) \right]^{1/2};$$

$$\varphi_2(\gamma_i, \rho_i) = \frac{2\pi}{\lambda} \left[ \rho_i^2 + (b/2)^2 + \rho_i b \sin(\gamma_i) \right]^{1/2}.$$

В рамках такой модели, с учетом ранее введенных обозначений вектор комплексных амплитуд суммы внутренних шумов совокупной ФАР и суммарного сигнала от  $n$  внешних источников, принимаемого первой и второй апертурой может быть записан в виде:

$$\dot{N}(t) = \begin{bmatrix} \dot{N}_{10}(t) \\ \dot{N}_{20}(t) \end{bmatrix} + \sum_{i=1}^n \begin{bmatrix} N_i(t-t_{31i}) \dot{X}_1(\gamma_i, \rho_i) \exp[j\varphi_1(\gamma_i, \rho_i)] \\ N_i(t-t_{31i}-\Delta t_i) \dot{X}_2(\gamma_i, \rho_i) \exp[j\varphi_2(\gamma_i, \rho_i)] \end{bmatrix},$$

где  $t_{31i}, t_{32i}$  – время запаздывания сигнала при его распространении от  $i$ -го внешнего источника до центра первой и второй антенной решетки соответственно;  $N_{10}(t), N_{20}(t)$  – корреляционная матрица внутренних шумов первой и второй антенной решетки соответственно  $\Delta t_i = t_{32i} - t_{31i}$ .

Положим, что шумы каждого из источников внешнего излучения некоррелированы по времени и имеют равномерную спектральную плотность мощности в полосе частот приемника  $\Pi_{\Pi}$ . Тогда [10], согласно формуле Хинчина-Винера:

$$f_i(t, s) = N_i \Delta(t-s),$$

где  $N_i$  – спектральная плотность мощности  $i$ -го источника помех,

$$\Delta(t-s) = \frac{\sin(\pi \Pi_{\Pi} [t-s])}{\pi [t-s]}.$$

При условии, что ширина спектра сигналов источников помех больше полосы частот приемника  $\Pi_{\Pi}$ , возможна замена «квазизбелого» шума дельта-коррелированным процессом.

Тогда, в силу независимости внутренних шумов различных приемных каналов между собой, а также шумов внутренних и внешних источников, пропорциональности элементов корреляционной матрицы внешних источников дельта-функции  $\delta(t-s)$  выражение корреляционной матрицы смеси внутренних шумов АР и сигналов внешних источников примет вид:

$$\dot{\Phi}(t, s) = \begin{bmatrix} N_{10} & 0 \\ 0 & N_{20} \end{bmatrix} + \sum_{i=1}^n \begin{bmatrix} N_i \delta(t-s) \dot{\Phi}_{11i} & N_i \delta(t-s + \Delta t_i) \dot{\Phi}_{12i} \\ N_i \delta(t-s - \Delta t_i) \dot{\Phi}_{21i} & N_i \delta(t-s) \dot{\Phi}_{22i} \end{bmatrix},$$

где  $N_{10}, N_{20}$  – пространственная корреляционная матрица внутренних шумов первой и второй антенной решетки соответственно,

$$\begin{aligned} \dot{\Phi}_{11i} &= \dot{X}_1(\gamma_i, \rho_i) \dot{X}_1^{*T}(\gamma_i, \rho_i); \\ \dot{\Phi}_{21i} &= \dot{X}_2(\gamma_i, \rho_i) \dot{X}_1^{*T}(\gamma_i, \rho_i) \times \\ &\times \exp[j(\varphi_2(\gamma_i, \rho_i) - \varphi_1(\gamma_i, \rho_i))]; \\ \dot{\Phi}_{12i} &= \dot{X}_1(\gamma_i, \rho_i) \dot{X}_2^{*T}(\gamma_i, \rho_i) \times \\ &\times \exp[-j(\varphi_2(\gamma_i, \rho_i) - \varphi_1(\gamma_i, \rho_i))]; \\ \dot{\Phi}_{22i} &= \dot{X}_2(\gamma_i, \rho_i) \dot{X}_2^{*T}(\gamma_i, \rho_i) - \end{aligned} \quad (6)$$

пространственные корреляционные матрицы внешних шумов первой и второй антенной решетки. Они характеризуют взаимосвязь как внутри одной ан-

тенной решетки, так и между антеннами разнесенных приемных пунктов.

Для выбранного на первом этапе  $i$ -го источника система является сфокусированной на конкретную цель, для которой  $\Delta t_i = 0$ . Тогда

$$\dot{\Phi}(t, s) = \begin{bmatrix} N_{10} & 0 \\ 0 & N_{20} \end{bmatrix} \delta(t-s) + \delta(t-s) \sum_{i=1}^n N_i \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{11i} & \dot{\Phi}_{12i} \\ \dot{\Phi}_{21i} & \dot{\Phi}_{22i} \end{bmatrix} = \dot{\Phi} \delta(t-s),$$

здесь  $\dot{\Phi}$  – пространственная корреляционная матрица смеси внутренних и внешних шумов.

Из выражений (6) видно, что  $\dot{\Phi}_{12i} = \dot{\Phi}_{21i}^{*T}$ . Таким образом, рассмотрение источника сигнала относительно «виртуального» центра позволяет упростить обработку сигналов между позициями, так как фазы сигналов, которые приходят в центры апертур антенных решеток разнесенных позиций, равны по модулю.

В общем случае упрощение вычислительной процедуры будет пропорционально сложности сигнално-помеховой обстановки, а именно, в  $n \times (M_1 \times M_2)$  раз. Это позволяет представить пространственную корреляционную матрицу помех (КМП) единой адаптивной системы в блочном виде:

$$\dot{\Phi} = \begin{bmatrix} \dot{\Phi}_{11} & \dot{\Phi}_{12} \\ \dot{\Phi}_{12}^{*T} & \dot{\Phi}_{22} \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где субблоки КМП  $\dot{\Phi}_{11}$  и  $\dot{\Phi}_{22}$  определяются исходя из сигнално-помеховой обстановки относительно первой и второй позиции соответственно, а субблоки  $\dot{\Phi}_{12}$  и  $\dot{\Phi}_{21} = \dot{\Phi}_{12}^{*T}$  учитывают корреляционные связи источников сигналов между позициями.

Принимая во внимание, что пространственная корреляционная матрица помех определяется выражением (7), а модель пространственного распределения поля, обусловленного полезным ожидаемым сигналом, приходящим с направления  $\theta$  и дальности  $r$ , по аналогии с (5) имеет вид:

$$\dot{X}(\theta, r) = \begin{bmatrix} \dot{X}_1(\theta, r) \exp[j\varphi_1(\theta, r)] \\ \dot{X}_2(\theta, r) \exp[j\varphi_2(\theta, r)] \end{bmatrix}. \quad (8)$$

С учетом (7) и (8) оптимальный весовой вектор имеет вид:

$$\dot{R}(\theta, r) = \dot{\Phi}^{-1} \cdot \dot{X}(\theta, r),$$

где  $\dot{\Phi}^{-1}$  – матрица, обратная КМП. Тогда выражение для выходного эффекта по алгоритму Кейпона примет вид:

$$Y_{\Sigma}(\theta, r) = \frac{1}{\dot{X}^{*T}(\theta, r) \dot{\Phi}^{-1} \dot{X}(\theta, r)}. \quad (9)$$

В свою очередь, собственно оптимальная пространственно-временная обработка сводится к формированию статистики вида:

$$\dot{Y}(\theta, r, \bar{\gamma}, \bar{\rho}, t) = \dot{R}^{*T}(\theta, r, \bar{\gamma}, \bar{\rho}) \dot{Y}(t),$$

где  $\dot{Y}(t) = \begin{bmatrix} \dot{Y}_1(t) \\ \dot{Y}_2(t) \end{bmatrix}$  – вектор принимаемой реализации,

составленный, как и ранее из соответствующих каждой антенной решетки субвекторов, размерности  $M_1$  и  $M_2$  соответственно.

Из (9) видно, что выходной эффект рассматриваемой системы, имея в своей основе алгоритмы, присущие оптимальной обработке в ААР однопозиционной системы, является двухпараметрическим, а именно, функцией не только углового направления, но и дальности относительно центра базы системы [12, 13].

## Выводы

Таким образом, выбор основных параметров системы пространственно-временной обработки позволяет наряду с оптимальной пространственной селекцией по направлению на источник излучения локализовать их по дальности. Измерительная база должна выбираться с учетом обеспечения требований по широкополосности, точности локализации по дальности и физической реализуемости. В рассматриваемой системе имеется возможность реализовать пространственную селекцию с точностью измерения выбранного источника излучения, близкой к потенциальной. Это достигается оптимальным оцениванием угловых координат по алгоритму Кейпона минимизирующего дисперсию мешающих сигналов и выбором дискретности матричного коррелятора.

## Список литературы

1. Colin J.-M. Radars and EM Sensors for the Next Millennium / J.-M. Colin // Proc. IEEE AES Systems Magazine. – August 1999. – P. 7-11.
2. Черняк В.С. Пространственно-частотная фильтрация сигналов на фоне стохастических помех в многоканальных приемных системах / В.С. Черняк // Радиотехника и электроника. – 1973. – № 5, Т. 18. – С. 959-969.
3. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.

4. Караваев В.В. Статистическая теория пассивной локации. / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.

5. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

6. Коваль Д.В. Спільне використання кореляційної та адаптивної просторової обробки сигналів для підвищення ефективності кутового спектрального оцінювання / Д.В. Коваль, В.М. Коваль, М.В. Коваленко // Збірник наукових праць ЖВІРЕ. Інформаційні системи. – 2001. – № 4. – С. 105-114.

7. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных решеток / У.Ф. Гейбриел // ТИИЭР. – 1980. – Т. 68. – С. 19-31.

8. Справочник по радиоэлектронным системам / Я.Д. Ширман и др., под ред. Я.Д. Ширмана. М.: МАКВИС, 1998. – 360 с.

9. Sedyshev Yu.N. Coherent bistatic noise radar with space – time adaptive processing of a returns signals and jamming – Stage Space –Time Adaptive Processing of Signals and Jamming / Yu.N. Sedyshev, P.Yu. Sedyshev, V.A. Tyutyunik // IEEE RADAR2000, 8-12 May. – Alexandria, VA, USA, 2000. – P. 329-334.

10. Sedyshev Yu.N. The Coherent Bistatic Radar With Multi - Stage Space -Time Adaptive Processing of Signals and Jamming / Yu.N. Sedyshev, V.N. Gordienko // IEEE RADAR2000, 8-12 May. – Alexandria, VA, USA, 2000. – P. 329-334.

11. Monopulse method of estimating the transverse dimension of aerial targets using coherent wideband bistatic radar / V.N. Gordienko, P.Yu. Sedyshev, Yu.N. Sedyshev, V.A. Tyutyunik // Прикладная радиоэлектроника. – Х.: ХНУРЭ, 2005. – Т. 1, № 4. – С. 14-22.

12. Хмелевский С.И. Повышение степени локализации источников излучения при помощи многоэтапного, целенаправленного информационного взаимодействия активно-пассивных радиолокационных каналов в диапазоне частот РЛС / С.И. Хмелевский // Системы управління, навігації та зв'язку: зб. наук.пр. – К.: ЦНДІ НУ, 2008. – Вип. 3 (7). – С. 70-73.

13. Роденко С.М. Аналіз розрізняльної здібності адаптивної базово-кореляційної системи / С.М.Роденко, Р.А.Карнаух, С.І.Хмелевський // Системи обробки інформації: зб. наук. пр. Х.: ХУПС, 2007. – Вип. 1 (59). – С. 86-89.

Поступила в редколлегию 14.10.2008

Рецензент: д-р техн. наук, с.н.с. В.А. Василец, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

## ВИМІРЮВАННЯ КООРДИНАТ ДЖЕРЕЛ ВИПРОМІНЮВАННЯ ПРИ СУМІСНІЙ АДАПТИВНІЙ І КОРЕЛЯЦІЙНІЙ ОБРОБЦІ МЕТОДОМ ПРОСТОРОВОГО РОЗРІЗНЕННЯ ПО АЛГОРИТМУ КЕЙПОНА

С.І. Хмелевський

Показано, що застосування рознесених в просторі пари адаптивних антенних решіток (ААР) в режимі самофокусування, включених в двоетапну процедуру вимірювання координат множинних джерел шумових перешкод базово-кореляційним методом, який дозволяє вирішити задачу ототожнення пеленгів, оптимізувати параметри системи просторово-часової обробки за часом адаптації.

**Ключові слова:** базово-кореляційна система, просторово-часова обробка.

## MEASURING OF COORDINATES OF RADIATES AT COMBINED ADAPTIVE AND CROSS-CORRELATION TREATMENT OF SPATIAL PERMISSION A METHOD ON THE ALGORITHM OF KEYPONA

S.I. Hkmelevskiy

The presents that application carried in space of pair of adaptive arrays (AAP) in the mode of self-focusing, coordinates of plural sources of noise hindrances plugged in a two-stage procedure of measuring by a base-correlation method, allows to decide the task of equation of bearings, optimize the parameters of the system of spatial-temporal processing at times of adaptation.

**Keywords:** base-correlation system, spatial-temporal processing.