

### ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПО ОЦЕНИВАНИЮ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РЛС С СИСТЕМАМИ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

**Введение и постановка задачи.** Актуальными остаются вопросы обеспечения требуемой помехоустойчивости обзорных РЛС в условиях активных помех, воздействующих с направлений главного и боковых лепестков (ГЛ и БЛ) диаграмм направленности (ДН) антенны РЛС [1, 2]. В качестве основного направления повышения помехоустойчивости выступает использование подсистем адаптивной пространственной компенсации помех (ПКП) на базе многоканальных приемных систем [1–3]. Основные усилия исследователей были сосредоточены на обосновании алгоритмов адаптации, обеспечивающих заданное качество подавления помех [3]. Обоснованию алгоритмов оценивания пеленга цели при реализации ПКП достаточного внимания не уделялось.

Цель доклада – обоснование алгоритмов оценивания угловых координат в обзорной РЛС с ПКП для типовых видов отраженных сигналов.

**Модели сигналов и помех.** Будем рассматривать импульсную обзорную РЛС с антенной системой, вращающейся с круговой частотой  $\Omega$ , и включающей основную антенну с коэффициентом усиления  $G_0$  и шириной ГЛ в азимутальной плоскости  $\Delta\alpha_{0,5}$  и  $l = \overline{1, L}$  компенсационных антенн с коэффициентами усиления  $G_l \ll G_0$ . ПКП реализуется независимо в пределах каждого периода повторения  $T_r$  зондирующего сигнала.

Для вектор-столбцов  $\mathbf{y}_i = (Y_{0i}, Y_{1i}, \dots, Y_{Li})^T$  отсчетов сигналов на выходах приемных каналов для  $i$ -го импульса отраженного сигнала (ОС) запишем

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{y}_{\text{сш}_i} + \mathbf{y}_{\text{п}_i} + \mathbf{y}_{\text{с}_i}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{y}_{\text{сш}_i} = (\xi_{\text{ш}_{i,0}}, \xi_{\text{ш}_{i,1}}, \dots, \xi_{\text{ш}_{i,L}})^T$  – вектор-столбцы отсчетов собственных шумов;  $\xi_{\text{ш}_{i,1}}$  – отсчеты внутреннего шума  $l$ -го приемного канала для  $i$ -го импульса пачки;

$$\mathbf{y}_{\text{с}_i} = \xi_{\text{с}_i} \sqrt{P_c} F_0(\alpha_{ai} - \alpha_c) \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_c); \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_{\text{п}_i} = \sum_{m=1}^M \xi_{\text{п}_{i,m}} \sqrt{P_m} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_{\text{п}_m}) \quad (3)$$

– вектор-столбцы отсчетов отраженного сигнала (ОС) и внешних помех;  $P_c$  – средняя мощность ОС на выходе изотропной приемной антенны при условии, что передающая антенна ориентирована на цель максимумом ГЛ;  $P_m$  – мощность  $m$ -го источника помех на выходе изотропной приемной антенны;  $\xi_{\text{п}_{i,m}}$  – независимые центрированные гауссовы случайные величины с единичной дисперсией;  $\xi_{\text{с}_i}$  – последовательность центрированных гауссовых случайных величин с корреляционной функцией (КФ), определяемой моделью флуктуации отраженного сигнала;  $F_0(\alpha)$  – ДН передающей антенны в системе координат «азимут-угол места»;  $\alpha_{ai} = \Omega(i-1)T_r$  – азимут максимума ГЛ ДН основной антенны при приеме  $i$ -го импульса ОС;  $\alpha_c, \alpha_{\text{п}_m}$  – азимут источника сигнала и  $m = \overline{1, M}$  источников помех;  $\mathbf{s}(\alpha) = (F_0(\alpha), F_1(\alpha), \dots, F_L(\alpha))^T$  – вектор-столбец, составленный из ДН приемных каналов. В (2) предполагается, что предварительно выполнена оценка время

задержки  $\tau_z$  и доплеровского сдвига частоты отраженного от цели сигнала, причем последняя величина скомпенсирована. Типовые [4] модели ОС при синтезе алгоритмов приведены в таблице 1.

Таблица 1. – Модели ОС

Наименование модели	Характеристики последовательности $\xi_{c_i}$
когерентная пачка нефлуктуирующих сигналов (M1.1)	$\xi_{c_i} = e^{j\varphi}$ , $\varphi \in [0, 2\pi]$
когерентная пачка дружно флуктуирующих сигналов (M1.2)	последовательность центрированных гауссовых случайных величин с КФ вида $R_\xi(\tau) = e^{-\tau/\tau_c}$ , где $\tau_c$ – интервал корреляции ОС
некогерентная пачка нефлуктуирующих сигналов (M2.1)	$\xi_{c_i} = e^{j\varphi_i}$ , $\varphi_i \in [0, 2\pi]$
некогерентная пачка дружно флуктуирующих по амплитуде сигналов (M2.2)	последовательность независимых центрированных гауссовых случайных величин с единичной дисперсией
некогерентная пачка быстро флуктуирующих сигналов (M2.3)	последовательность независимых центрированных гауссовых случайных величин с единичной дисперсией

**Обоснование алгоритмов.** Как показано в [2], в алгоритме оценивания угловых координат требуется учитывать все составляющие функции правдоподобия при вычисления оптимального вектора весовых коэффициентов (ВВК) [3] приемных каналов для каждого возможного положения цели  $\alpha$ . При этом [2] определяет обработку для когерентного нефлуктуирующего сигнала и неподвижной антенной системы. Применительно к обзорной РЛС обосновывались квазиоптимальные алгоритмы, общей идеей построения которых был отказ от вычисления оптимального ВВК для каждого возможного азимута цели  $\alpha$  в сочетании с процедурами «обеления» помехи во временной области и согласованной фильтрации измененного полезного сигнала [4, 5]. Пусть в процессе внутривариационной ПКП с использованием оценок  $\Phi_i$  корреляционных матриц (КМ) процессов на выходах приемных каналов сформированы ВВК вида

$$\omega_i = \Phi_i^{-1} \begin{cases} \mathbf{s}(0) & \text{– для критерия максимума ОСПШ;} \\ \mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T & \text{– для критерия минимума выходной мощности.} \end{cases} \quad (4)$$

Отсчеты адаптированного канала после ПКП

$$Y_{ai} = \omega_i^+ \mathbf{y}_i = \omega_i^+ (\mathbf{y}_{сш_i} + \mathbf{y}_{п_i}) + \omega_i^+ \mathbf{y}_{c_i}, \quad (5)$$

содержат взвешенные внутренние шумы и некомпенсированные остатки внешних помех с оценкой мощностей

$$P_{ш+п_i} = \omega_i^+ \Phi_i \omega_i \quad (6)$$

и отсчеты измененного отраженного сигнала  $\omega_i^+ \mathbf{y}_{c_i}$ . Для классифицированной [3] выборки (6) является оценкой максимального правдоподобия. Для неклассифицированной выборки оценка (6) смещена на величину  $\omega_i^+ \Phi_{c_i} \omega_i$  мощности ОС, попадающей в оценку  $\Phi_i$ , где  $\Phi_{c_i}$  – КМ ОС для  $i$ -го импульса пачки, определяемая с учетом особенностей ее оценивания [2, 3].

Для операции обеления

$$Z_i = \frac{\omega_i^+ \mathbf{y}_i}{\sqrt{P_{ш+п_i}}}, \quad (7)$$

при этом мощность суммы внутренних шумов и внешних помех после временного обеления для классифицированной выборки  $|\boldsymbol{\omega}_i^+(\mathbf{y}_{\text{ш}_i} + \mathbf{y}_{\text{п}_i})|^2 / P_{\text{ш+п}_i} = 1$ .

Для модели М1.1 логарифм функции отношения правдоподобия (в дальнейшем ФОР) примет вид

$$\Psi_{1.1}(\mathbf{z} | \alpha, A) = \sum_{i=1}^I \left( |Z_i|^2 - |Z_i - AZ_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2 \right), \quad (8)$$

где

$$Z_{\text{оп}_i}(\alpha) = \frac{F_0(\alpha_{a_i} - \alpha) \boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{a_i} - \alpha)}{\sqrt{P_{\text{ш+п}_i}}} \quad (9)$$

– отсчеты опорного сигнала с учетом обеления;  $A$  – комплексная амплитуда ОС на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом ГЛ ДН основной антенны.

Находя оценку амплитуды ОС  $A = \sum_{i=1}^I Z_i Z_{\text{оп}_i}^*(\alpha) / \sum_{i=1}^I |Z_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2$ , получим

$$\Psi_{1.1}(\mathbf{z} | \alpha) = \frac{\left| \sum_{i=1}^I Z_i Z_{\text{оп}_i}^*(\alpha) \right|^2}{\sum_{i=1}^I |Z_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}, \quad (10)$$

Тогда максимально правдоподобная оценка азимута цели

$$\alpha_{\text{изм}} = \arg \max_{\alpha} \Psi_{1.1}(\mathbf{z} / \alpha). \quad (11)$$

Для моделей М1.2 и М2.3 аналогичным образом получаем:  
модель М1.2:

$$\Psi_{1.2}(\alpha) = \mathbf{z}^+ (\mathbf{E} - (\mathbf{E} + \sigma_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha))^{-1}) \mathbf{z} - \ln |\mathbf{E} + \sigma_c^2(\alpha) \mathbf{R}(\alpha)|, \quad (12)$$

где  $\sigma_c^2(\alpha) = \frac{\sum_{i=1}^{I-1} Z_i Z_{i+1}^*}{\sum_{i=1}^{I-1} r Z_{\text{оп}_i}(\alpha) Z_{\text{оп}_{i+1}}^*(\alpha)}$  – оценка средней мощности флуктуирующего ОС

ОС на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом ГЛ ДН передающей антенны;  $\mathbf{R}(\alpha)$  – нормированная КМ отсчетов флуктуирующего ОС с учетом операции обеления с элементами

$$R_{i,j}(\alpha) = r^{|i-j|} \frac{F_0(\alpha_{a_i} - \alpha) F_0^*(\alpha_{a_j} - \alpha) \boldsymbol{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{a_i} - \alpha) \mathbf{s}^+(\alpha_{a_j} - \alpha) \boldsymbol{\omega}_j}{P_{\text{ш+п}_i} P_{\text{ш+п}_j}};$$

модель М2.3:

$$\Psi_{2.3}(\mathbf{z} / \alpha) = \sum_{i=1}^I \ln \frac{1}{1 + \sigma_c^2(\alpha) |Z_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2} + \sum_{i=1}^I \frac{\sigma_c^2(\alpha) |Z_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}{1 + \sigma_c^2(\alpha) |Z_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2} |Z_i|^2, \quad (13)$$

где  $\sigma_c^2(\alpha) = \frac{\sum_{i=0}^I |Z_i|^2 - I}{\sum_{i=1}^I |Z_{\text{оп}_i}(\alpha)|^2}$  – оценка средней мощности быстро флуктуирующего ОС

на выходе изотропной приемной антенны при облучении цели максимумом ГЛ ДН передающей антенны. Для некогерентной дружно флуктуирующей пачки алгоритмы обработки для моделей 2.2 и 2.3 совпадут  $\Psi_{2,2}(\mathbf{z}/\alpha) = \Psi_{2,3}(\mathbf{z}/\alpha)$ .

Статистические характеристики пеленгации. Дисперсия ошибки пеленгации [5]

$$\sigma_{\alpha}^2 = - \left( M \left\{ \frac{\partial^2 \Psi(\mathbf{z}/\alpha)}{\partial \alpha^2} \right\} \Big|_{\alpha=\alpha_c} \right)^{-1}, \quad (14)$$

где  $M\{\bullet\}$  – оператор вычисления математического ожидания.

Прямое вычисление (14) вызывает практически непреодолимые математические трудности. Поэтому дисперсия  $\sigma_{\alpha}^2$  вычислялась численно при аппроксимации ФОП в окрестности максимума параболой вида  $\Psi(\alpha) = a\alpha^2 + b\alpha + c$ , где вектор  $(a, b, c)^T$  коэффициентов является решением системы уравнений

$$\begin{cases} a(\alpha_c - \delta\alpha)^2 + b(\alpha_c - \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_c - \delta\alpha)} = \Psi_-; \\ a\alpha_c^2 + b\alpha_c + c = \overline{\Psi(\alpha_c)} = \Psi_0; \\ a(\alpha_c + \delta\alpha)^2 + b(\alpha_c + \delta\alpha) + c = \overline{\Psi(\alpha_c + \delta\alpha)} = \Psi_+, \end{cases} \quad (15)$$

а  $\overline{\Psi(\alpha_c - \delta\alpha)} = \Psi_-$ ,  $\overline{\Psi(\alpha_c)} = \Psi_0$ ,  $\overline{\Psi(\alpha_c + \delta\alpha)} = \Psi_+$  – средние значения ФОП

в точках  $\alpha = \alpha_c - \delta\alpha$ ;  $\alpha = \alpha_c$ ;  $\alpha = \alpha_c + \delta\alpha$ ,

соответственно,  $\delta\alpha = (0,05 \dots 0,1)\Delta\alpha_{0,5}$ . Тогда

$$\sigma_{\alpha}^2 = \frac{\delta\alpha^2}{-\Psi_+ + 2\Psi_0 - \Psi_-}. \quad (16)$$

В частности, средние значения ФОП для модели М1.2 составят

$$\Psi_- = \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(-)} Z_{оп_i}(\alpha_c - \delta\alpha) Z_{оп_j}^*(\alpha_c - \delta\alpha) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(-)} - \ln |\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c - \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c - \delta\alpha)|;$$

$$\Psi_0 = \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(0)} Z_{оп_i}(\alpha_c) Z_{оп_j}^*(\alpha_c) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(0)} - \ln |\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)\mathbf{R}(\alpha_c)|;$$

$$\Psi_+ = \sigma_c^2 \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(+)} Z_{оп_i}(\alpha_c + \delta\alpha) Z_{оп_j}^*(\alpha_c + \delta\alpha) + \sum_{i=1}^I \sum_{j=1}^I H_{i,j}^{(+)} - \ln |\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c + \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c + \delta\alpha)|,$$

где

$$\mathbf{H}^{(\pm)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha)\mathbf{R}(\alpha_c \pm \delta\alpha))^{-1}; \quad \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c \pm \delta\alpha) = \frac{\sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I-1} r Z_{оп_i}(\alpha_c) Z_{оп_{i+1}}^*(\alpha_c)}{\sum_{i=1}^{I-1} r Z_{оп_i}(\alpha_c \pm \delta\alpha) Z_{оп_{i+1}}^*(\alpha_c \pm \delta\alpha)};$$

$$\mathbf{H}^{(0)} = \mathbf{E} - (\mathbf{E} + \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c)\mathbf{R}(\alpha_c))^{-1}; \quad \overline{\sigma_c^2}(\alpha_c) = \frac{\sigma_c^2 \sum_{i=1}^{I-1} r Z_{оп_i}(\alpha_c) Z_{оп_{i+1}}^*(\alpha_c)}{\sum_{i=1}^{I-1} r Z_{оп_i}(\alpha_c) Z_{оп_{i+1}}^*(\alpha_c)} = \sigma_c^2,$$

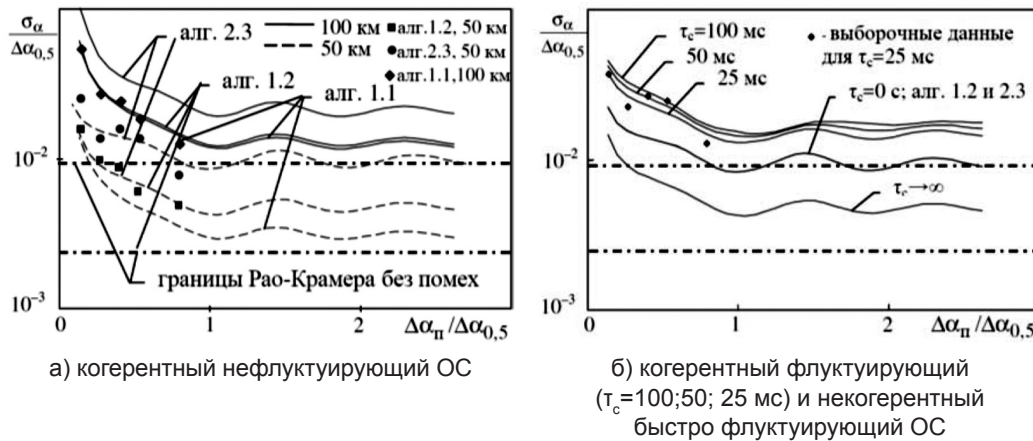
– матрицы обработки ( $\mathbf{H}$ ) сигнала и математические ожидания ( $\overline{\sigma_c^2}$ ) оценки мощности когерентного дружно флуктуирующего отраженного сигнала при условии оценки направления на него  $\alpha_c - \delta\alpha$ ,  $\alpha = \alpha_c$  и  $\alpha_c + \delta\alpha$ , соответственно.

Средние значения ФОП для других моделей сигнала получаем аналогично.

Расчет дисперсии пеленгации проводился для случая наличия одного источника помех при  $\alpha_{\Pi} / \Delta\alpha_{0,5} = 0,125 \dots 2,5$ . Принималось  $\Omega = 30$  град/с,  $T_r = 1$  мс;  $\Delta\alpha_{0,5} = 3,8^\circ$ .

Энергетические характеристики РЛС и ЭПР цели соответствовали достижению отношения сигнал/шум по одному импульсу пачки на дальности 100 км в максимуме ДН основной антенны 8,4 дБ. Отношение помеха/шум принималось равным 50 дБ. Характеристики антенной системы моделировались в виде ДН прямоугольных апертур: основной и четырех компенсационных размерами  $15 \times 2,5$  и  $1 \times 2,5$  длин волн. Компенсационные антенны размещались попарно справа и слева от основной.

На рисунке 1 приведены зависимости нормированной среднеквадратической ошибки (СКО) пеленгования  $\sigma_\alpha / \Delta\alpha_{0,5}$  от параметра  $\Delta\alpha_n / \Delta\alpha_{0,5}$ . Маркерами в поле графиков показаны значения выборочных (25 реализаций) СКО пеленгования при прямом имитационном моделировании.



**Рисунок 1. – Зависимости нормированной ошибки оценивания угловых координат цели от нормированного углового отклонения источника помехи**

Анализ результатов позволяет сделать следующие выводы:

значения выборочных и теоретических СКО для выбранных ситуаций совпадают в пределах точности статистических оценок;

расчетные значения СКО для алгоритма 1.1 практически совпадают с расчетными значениями для алгоритма 1.2 при  $\tau_c \rightarrow \infty$  (нефлуктуирующий сигнал) и дальности до цели 100 км; при уменьшении дальности до цели в 2 раза (возрастании отношения сигнал/шум в 16 раз) точность пеленгации с использованием адаптивного алгоритма 1.2 оказывается несколько хуже, чем для алгоритма 1.1; это объясняется влиянием ошибок в оценивании средней мощности отраженного сигнала в угловых направлениях, отличных от направления на источник сигнала, в результате чего значения второй производной функции правдоподобия в точке максимума уменьшаются;

наибольшая точность пеленгования достигается для нефлуктуирующего сигнала и, далее, для быстро флуктуирующего сигнала; наихудшая точность пеленгования имеет место когда интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала сравним с длительностью пачки; если на длительность пачки укладывается несколько интервалов корреляции флуктуаций отраженного сигнала, проявляется эффект усреднения флуктуаций и ошибки пеленгования уменьшаются;

для всех видов флуктуаций ОС обоснованные алгоритмы обеспечивают эффект «сверхразрешения» ОС и мощной помехи при угловом расстоянии между ними существенно меньше, чем ширина ГЛ ДН основной антенны.

**Заключение.** Обоснованные алгоритмы оценивания пеленга цели в обзорной РЛС для типовых видов ОС могут быть эффективно использованы в том числе, при различиях угловых положений полезного сигнала и источников помех существенно меньших, чем разрешающая способность РЛС по угловым координатам.

#### СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ:

1. Григорян Д. С., Торбин С. А., Герасимов В. В. Защита моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи, действующей по основным лепесткам диаграмм направленности // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей», 2014, № 2. – С. 103–112.
2. Чижов А. А. Сверхразрешение радиолокационных целей при воздействии активных шумовых помех по основному и ближним боковым лепесткам диаграммы направленности антенны РЛС // Информационно-управляющие системы, № 1, 2016. – С. 88–92.
3. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
4. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. – 680 с.