

УДК 621.396

ОЦЕНИВАНИЕ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ В ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ С ПОДСИСТЕМАМИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

С.В. КОЗЛОВ, ВУ ТХАНЬ ХА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 17 декабря 2018

Аннотация. Обоснованы вариант оптимального и модификации квазиоптимальных алгоритмов оценивания пеленга цели в обзорной двухкоординатной радиолокационной станции с подсистемой пространственной компенсации помех. Алгоритмы основаны на операциях внутрипериодной компенсации помех с «обелением» их результатов во временной области путем деления на оценку среднеквадратического значения напряжения суммы взвешенных внутренних шумов и некомпенсированных остатков внешних помех, вычисления ожидаемого сигнала для всех возможных положений цели в пределах области неопределенности, построение и максимизацию функции правдоподобия в виде взаимной корреляционной функции «обеленной» реализации и опорного сигнала. Приведены результаты оценки среднеквадратических ошибок оценивания угловых координат цели.

Ключевые слова: пространственная компенсация помех, обзорная радиолокационная станция, измерение угловых координат, статистические характеристики, функция правдоподобия.

Abstract. The optimal variant and modification of quasi-optimal target bearing estimation algorithms in a survey two-coordinate radar station with a spatial interference compensation subsystem are substantiated. Algorithms are based on intraperiod interference cancellation operations with «whitening» of their results in the time domain by dividing the sum of weighted internal noise by estimating the root-mean-square voltage value and uncompensated residuals of external interference, calculating the expected signal for all possible target positions within the uncertainty domain, constructing and maximizing the likelihood function in the form of the mutual correlation function of isolated implementation and the reference signal. The results of the evaluation of the root-mean-square errors of estimating the angular coordinates of the target are given.

Keywords: Spatial noise compensation, surveillance radar, measurement of angular coordinates, statistical characteristics, likelihood function.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 122, No. 4, pp. 48-56
Evaluation of the angular coordinates in survey radar stations
with subsystems for spatial noise compensation
S.V. Kozlov, Vu Thanh Ha

Введение

В настоящее время актуальными остаются вопросы обеспечения требуемой помехоустойчивости обзорных радиолокационных станций (РЛС) обнаружения воздушных целей в условиях мощных активных помех, воздействующих с направлений главного и боковых лепестков диаграмм направленности (ДН) антенны РЛС. В качестве основного средства повышения помехоустойчивости в указанных условиях выступает использование подсистем адаптивной пространственной компенсации помех (ПКП) на базе многоканальных приемных систем [1, 2]. Основное внимание исследователей было сосредоточено на обосновании практически реализуемых алгоритмов адаптации, обеспечивающих заданное качество подавления внешних помех [1–3].

Как отмечено рядом авторов [1, 2, 4–6], использование пространственной компенсации помех сопровождается эффектом изменения («искажения») ДН адаптированного канала в сравнении с ДН основной приемной антенны. Оценивание угловых координат полезного сигнала в этих условиях возможно с использованием двух подходов:

– при построении алгоритма обработки, обеспечивающего фиксацию адаптированной ДН в заданной пространственной области [7], что позволяет непосредственно использовать классические алгоритмы оценивания угловых координат, например, с использованием суммарно-разностной обработки;

– при учете в алгоритме оценивания угловых координат всех составляющих функции правдоподобия [8], что сводится, фактически, к проверке множества гипотез о наличии одиночной цели или заданного числа целей в конкретных угловых направлениях (по заданной сетке) в пределах области неопределенности (главного лепестка ДН основной антенны).

Несомненным достоинством второго подхода является несмещенность оценок угловых координат полезного сигнала, по крайней мере, для классифицированной выборки, а определенным недостатком – большие вычислительные затраты на реализацию алгоритма оценивания пеленга, что существенно снижает возможность практической реализации предложенного в [8] алгоритма. Поэтому для обзорных РЛС необходима разработка варианта реализации алгоритма [8] с учетом механического вращения антенной системы и снижение вычислительных затрат на реализацию. Одним из возможных путей является отказ от оптимальной пространственной фильтрации для каждого из возможных значений пеленга цели с переходом к квазиоптимальным алгоритмам обработки.

Таким образом, целью настоящей статьи является обоснование оптимальных и квазиоптимальных алгоритмов оценивания угловых координат в обзорной РЛС с ПКП.

Постановка задачи и обоснование алгоритма

Будем рассматривать обзорную двухкоординатную РЛС без перестройки несущей частоты и с механическим вращением антенны. Антенная система РЛС состоит из основной приемопередающей антенны с коэффициентом усиления G_0 и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) антенн с коэффициентами $G_\ell \ll G_0$. Координаты компенсационных антенн в местной, связанной с осями симметрии основной антенны, системе координат определяются радиус-векторами $(x_{a\ell}, y_{a\ell}, z_{a\ell})^T$. С учетом механического вращения антенны и связанным с этим изменением разности фаз полезного сигнала и помех между основной и компенсационными антеннами полагаем, что ПКП реализуется в пределах каждого периода зондирующего сигнала. Пусть цель, находящаяся на азимуте $\alpha_{ц}$ и дальности $r_{ц}$, предварительно обнаружена и выполнена оценка времени задержки τ_z и доплеровского сдвига частоты f_d отраженного от нее сигнала. Азимутальное положение антенны РЛС в начальный момент времени $t=0$ равно α_a^0 , угловая скорость вращения антенны Ω_a , при этом $\alpha_a^0 \leq \alpha_{ц} - \Delta\alpha_{0,5}$, где $\Delta\alpha_{0,5}$ – ширина главного лепестка (ГЛ) ДН антенны РЛС в азимутальной плоскости по уровню 0,5 от максимальной мощности. Отраженный от цели сигнал на интервале наблюдения считаем дружно-флуктуирующим: $\alpha_a^0 / \Omega_a < \tau_c$, где τ_c – интервал корреляции флуктуаций отраженного сигнала. Наблюдению при цифровой обработке для моментов времени $t_i = \tau_z + iT_r$, где $i = \overline{0, I}$, $I = \lceil 2\Delta\alpha_{0,5} / (\Omega_a T_r) \rceil$ – число отсчетов на интервале наблюдения; T_r – период повторения импульсов РЛС, доступны векторы $\mathbf{y}_i = (\dot{Y}_0(t_i), \dot{Y}_1(t_i), \dots, \dot{Y}_L(t_i))^T$ отсчетов результатов внутривыборочной обработки выходных сигналов основного (0) и $\ell = \overline{1, L}$ дополнительных (компенсационных) приемных каналов. Будем также полагать, что при внутривыборочной обработке происходит устранение междувыборочных фазовых набегов $\varphi_i = 2\pi(f_0 + F_d)t_i$, где f_0 – несущая частота РЛС.

Для вектор-столбцов отсчетов сигналов на выходах основной и компенсационных антенн запишем

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

где $\mathbf{y}_{\text{сш}_i}$, $\mathbf{y}_{\text{с}_i}$, $\mathbf{y}_{\text{п}_i}$ – вектор-столбцы отсчетов собственных шумов, отраженного сигнала и внешних помех.

Векторы весовых коэффициентов (ВВК) ω_i для ПКП могут формироваться исходя из различных критериев оптимальности (минимума выходной мощности, максимума отношения сигнал/помеха+шум и т. д.). Технически ВВК могут быть вычислены путем непосредственного обращения оценки корреляционной матрицы процессов на выходах приемных каналов, использования LMS и RLS-алгоритмов адаптивной фильтрации и т. д. [1–3].

Оптимальный алгоритм. Для обзорной РЛС оптимальный алгоритм может быть получен путем модификации алгоритма, предложенного А.А. Чижовым [8]. Следуя методике [8], для функции правдоподобия принимаемой реализации при наличии на интервале наблюдения единственной цели запишем

$$p(\mathbf{y} / \alpha, \dot{E}) = C \exp \left(- \sum_{i=1}^I (\mathbf{y}_i - \dot{E} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha))^+ \Phi_i^{-1} (\mathbf{y}_i - \dot{E} \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)) \right), \quad (2)$$

где \dot{E} – комплексная амплитуда отраженного от цели сигнала для изотропной передающей антенны РЛС; $\dot{F}_0(\alpha)$ – ДН основной антенны РЛС по напряжению; $\alpha_{ai} = \alpha_a^0 + \Omega_a t_i$ – угловое положение антенны РЛС в i -й момент времени; $\mathbf{s}(\alpha) = (\dot{F}_0(\alpha), \dot{F}_1(\alpha), \dots, \dot{F}_L(\alpha))^T$ – вектор-столбец, составленный из ДН основной и компенсационных антенн РЛС; Φ_i – корреляционная матрица (КМ) процессов на выходе приемных каналов для i -го положения антенны РЛС; $+$ – знак комплексного сопряжения и транспонирования. В (2) явным образом учтен факт вращения антенной системы РЛС и связанное с этим междупериодное изменение комплексных амплитуд полезного сигнала и структур корреляционных матриц Φ_i .

Истинная КМ процессов на выходе приемных каналов в i -й момент времени

$$\begin{aligned} \Phi_i &= \sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_k) + \\ &+ V_{\Phi} K_{\Phi} P_0 |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_0)|^2 \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_0) = \sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K \Phi_{\text{п}_{i,k}} + \Phi_{\text{с}_i}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\sigma_{\text{сш}}^2$ – мощность собственных шумов приемных каналов РЛС; P_k – мощность $k = \overline{1, K}$ источников внешних помех на выходе изотропной приемной антенны в полосе пропускания приемных каналов; α_k – угловое положение k -го источника помех; α_0 – угловое положение цели; V_{Φ} – признак вида (классифицированная или неклассифицированная) выборки; при $V_{\Phi} = 1$ аналогично [8] имеем вариант обработки, когда полезный сигнал не участвует в формировании КМ, при $V_{\Phi} = 0$ имеем неклассифицированную выборку, когда полезный сигнал оказывает влияние на структуру КМ; K_{Φ} – относительная доля мощности полезного сигнала, участвующего в формировании КМ; $\Phi_{\text{п}_{i,k}} = P_k \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_k)$; $\Phi_{\text{с}_i} = V_{\Phi} K_{\Phi} P_0 |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha_0)|^2 \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha_k) \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha_0)$ – КМ k -го источника помех и полезного сигнала для i -го положения антенны.

В соответствии с адаптивным байесовым подходом [9] истинные КМ процессов на выходе приемных каналов заменяются их максимально-правдоподобными оценками $\hat{\Phi}_i$. Для обзорной РЛС оценки $\hat{\Phi}_i$ могут быть получены из отсчетов входных сигналов усреднением по времени. Пусть в каждом периоде повторения усреднение КМ проводится по Q отсчетам входных сигналов в соответствии с выражением

$$\hat{\Phi}_i = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \mathbf{y} \left(t_{\Phi} - \left(q + \frac{Q}{2} \right) \Delta t \right) \mathbf{y}^+ \left(t_{\Phi} - \left(q + \frac{Q}{2} \right) \Delta t \right), \quad (4)$$

где t_{Φ} – момент времени, соответствующий середине интервала усреднение КМ, находящийся в пределах i -го периода повторения, $i T_r < t_{\Phi} < (i+1) T_r$; Δt – период дискретизации. Для исключения влияния полезного сигнала на оценки КМ значение t_{Φ} выбирается в пределах

значений времени задержки, когда полезный сигнал (сигналы) гарантированно отсутствует. В общем случае при наличии нестационарных помех $t_{\Phi} = t_i$, что соответствует неклассифицированной выборке.

С учетом (4) при длительности полезного сигнала на выходе фильтра сжатия $\tau_c^{сж}$ для величины K_{Φ} в (3) имеем

$$K_{\Phi} = \frac{\tau_c^{сж}}{Q\Delta t}. \quad (5)$$

Используя методику [7], для решающей статистики $\Psi_0(\alpha)$ оптимального алгоритма с учетом (2) и оптимальной оценки азимута цели получим

$$\Psi_0(\alpha) = \frac{\left| \sum_i \omega_i^+(\alpha) y_i \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \right|^2}{\sum_i \omega_i^+(\alpha) \Phi_i \omega_i(\alpha) |\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2}, \quad (6)$$

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi_0(\alpha), \quad (7)$$

где $\omega_i(\alpha) = \Phi_i^{-1} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$ – ВВК, обеспечивающий максимум отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ) в направлении при приеме с направления α для i -го положения антенны РЛС.

В соответствии с (6), (7) оптимальный алгоритм предполагает для каждого возможного углового положения цели α формирование отсчетов сигнала на выходе адаптированного канала $\dot{Y}_{ai} = \omega_i^+(\alpha) y_i$, их взвешивание с ДН $\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)$ основной антенны на передачу по напряжению, когерентное накопление отсчетов, вычисление квадрата модуля результата когерентного накопления и нормировку полученной величины к суммарной мощности отсчетов $\omega_i^+(\alpha) \Phi_i \omega_i$, взвешенных с ДН $|\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2$ передающей антенны по мощности.

Из-за использования в (6) полного перебора по всем возможным значениям углового положения цели с вычислением ВВК приемных каналов оптимальный алгоритм оказывается весьма сложным в вычислительном плане.

Квазиоптимальные алгоритмы. Общая идея построения получения квазиоптимальных алгоритмов основана на отказе вычисления оптимального ВВК для каждого возможного положения цели α в сочетании с известными процедурами «обеления» помехи и согласованной фильтрации измененного полезного сигнала [1, 10]. Пусть в процессе внутривычислительного ПКП сформированы ВВК вида

$$\omega_i = \Phi_i^{-1} \begin{cases} \mathbf{s}(0) & \text{– для критерия максимума ОСПШ;} \\ \mathbf{e} = (1, 0, \dots, 0)^T & \text{– для критерия минимума выходной мощности.} \end{cases} \quad (8)$$

Отсчеты адаптированного канала

$$\dot{Y}_{ai} = \omega_i^+ y_i = \omega_i^+ (y_{ш+i} + y_{п+i}) + \omega_i^+ y_{с+i} \quad (9)$$

содержат взвешенные внутренние шумы и некомпенсированные остатки внешних помех с мощностями

$$P_{ш+п+i} = \omega_i^+ \left(\sigma_{ш}^2 \mathbf{I} + \sum_{k=1}^K \Phi_{п+i,k} \right) \omega_i \quad (10)$$

и отсчеты измененного полезного сигнала $\omega_i^+ y_{с+i}$.

Взвешенные шумы и некомпенсированные остатки помех являются некоррелированными от периода к периоду. В соответствии с принципами обработки на фоне небелого шума [1, 10] формирование функции правдоподобия предполагает операции обеления суммы мощностей взвешенных шумов и некомпенсированных остатков помех путем деления отсчетов на величину $\sqrt{P_{ш+п+i}}$ с последующей согласованной обработкой измененного полезного сигнала.

Примем в качестве оценки мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков помех величину

$$\hat{P}_{ш+п_i} = \mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i. \quad (11)$$

Для классифицированной выборки оценка (11) является оценками максимального правдоподобия. Для неклассифицированной выборки оценка смещена на величину $\mathbf{\omega}_i^+ \Phi_{ci} \mathbf{\omega}_i$ мощности полезного сигнала с учетом доли K_Φ мощности полезного сигнала, попадающей в КМ. Для операции обеления имеем

$$\dot{Z}_i = \frac{\dot{Y}_{ai}}{\sqrt{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}}. \quad (12)$$

Тогда отсчеты измененного опорного сигнала с произвольной амплитудой U и нулевой начальной фазой, принимаемого с направления α , примут вид

$$\dot{Z}_{оп_i}(\alpha) = \frac{U \dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)}{\sqrt{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}}. \quad (13)$$

Согласно (13), цели, находящиеся на различных угловых направлениях α , порождают на выходе системы обработки различные последовательности отсчетов (сигналы) $\mathbf{z}_{оп}(\alpha) = (\dot{Z}_{оп_1}(\alpha), \dot{Z}_{оп_2}(\alpha), \dots, \dot{Z}_{оп_I}(\alpha))^T$. В этой связи задачу оптимальной оценки азимута цели можно трактовать как задачу различения непрерывного континуума гипотез о наличии в принимаемой реализации сигналов (последовательности отсчетов) со случайной начальной фазой и временной структурой, определяемой (13). Для упрощения структуры решающего устройства потребуем, чтобы мощности опорных сигналов были фиксированы $\sum_i |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2 = \text{const}$, откуда для амплитуды опорных сигналов получим:

$$U(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{\sum_i |\dot{Z}_{оп_i}(\alpha)|^2}}. \quad (14)$$

Используя классическое решение задачи различения произвольного числа сигналов со случайной начальной фазой, функция правдоподобия запишется как

$$\Psi_1^{(2)}(\alpha) = \left| \frac{\sum_{i=0}^I \dot{Z}_i Z_{оп_i}^*(\alpha)}{\sum_{i=0}^I \frac{\dot{F}_0^*(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{y}_i \mathbf{s}^+(\alpha_{ai} - \alpha) \mathbf{\omega}_i}{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}} \right| = \frac{\left| \sum_{i=0}^I \dot{Z}_i Z_{оп_i}^*(\alpha) \right|}{\sqrt{\sum_{i=0}^I \frac{|\dot{F}_0(\alpha_{ai} - \alpha)|^2 |\mathbf{\omega}_i^+ \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)|^2}{\mathbf{\omega}_i^+ \hat{\Phi}_i \mathbf{\omega}_i}}}, \quad (15)$$

где дополнительным верхним индексом указана разновидность квазиоптимального алгоритма с формированием ВВК (8) согласно критерия минимума выходной мощности (1) или максимума ОСПШ (2), с максимально правдоподобными оценками вида

$$\hat{\alpha} = \arg \max_{\alpha} \Psi_1^{(2)}(\alpha). \quad (16)$$

Принципиальное отличие квазиоптимального алгоритма (15), (16) от оптимального (6), (7) заключается в формировании ВВК приемных каналов безотносительно к угловому положению цели, что резко сокращает требования к производительности процессора обработки. В то же время при замене в (14) ВВК $\mathbf{\omega}_i$ на $\mathbf{\omega}_i(\alpha) = \Phi_i^{-1} \mathbf{s}(\alpha_{ai} - \alpha)$ получаем вторую модификацию оптимального алгоритма, близкую к (6), (7).

Для иллюстрации процессов при преобразовании сигнала для квазиоптимального алгоритма на рис. 1 для одной из реализаций приведены зависимости модуля сигнала на выходе основной антенны до и после компенсации помех (a , b) и синфазного компонента сигнала на выходе адаптированного канала после обеления ($в$, $г$) от углового положения антенны РЛС. Зависимости построены при $\Omega_a = 30$ град/с, $F_r = 1000$ Гц; $\Delta\alpha_{0,5} = 4^\circ$; числе

импульсов в пачке 127, угловом положении цели $\alpha_c = 15^\circ$, угловом положении единственной помехи $\alpha_n = 13,5^\circ$, максимальных отношениях сигнал/шум по одному импульсу пачки и помеха/шум 8,4 дБ и 50 дБ соответственно. Антенная система обзорной РЛС моделировалась в виде основной апертуры прямоугольной формы размерами $15 \times 2,5$ длин волн и четырех компенсационных апертур размерами $1 \times 2,5$ длин волн, попарно пристыкованных справа и слева к основной апертуре. Амплитудное распределение поля на апертурах принималось равномерным, погрешности распределения на апертурах не учитывались.

Как видно из рис. 2, определение факта наличия и углового положения полезного сигнала по реализациям до и после пространственной компенсации внешних помех невозможно. После операции обеления помехи наличие полезного сигнала и его ориентировочные угловые координаты достаточно хорошо определяются визуально. Динамический диапазон изменения мощности взвешенных шумов и некомпенсированных остатков внешних помех на интервале существования полезного сигнала может составлять 5...7 дБ для квазиоптимального алгоритма по критерию минимума выходной мощности и до 40 дБ для критерия максимума ОСПШ. Модуль $|d\Psi_1(\alpha)/d\alpha|_{\alpha=\alpha_c}$ второй производной функции правдоподобия в максимуме при использовании критерия максимума ОСПШ, характеризующий потенциальную точность пеленгации [10], существенно больше, чем для критерия минимума выходной мощности.

Большой интерес представляет сравнение достижимой точности определения угловых координат при использовании оптимального (6), (7) и квазиоптимального (14), (15) алгоритмов. Для отношения дисперсий флуктуационных ошибок оценивания координат квазиоптимального (1) и оптимального (2) алгоритмов можно записать:

$$K_D = \frac{\sigma_{\alpha 1}^2}{\sigma_{\alpha 0}^2} = \frac{|d^2\Psi_{c0}(\alpha)/d\alpha^2|}{|d^2\Psi_{c1}(\alpha)/d\alpha^2|} \Big|_{\alpha=\alpha_c}, \quad (17)$$

где $\Psi_{c0(1)}(\alpha)$ – сигнальная составляющая (математическое ожидание) функции правдоподобия для оптимального и квазиоптимального алгоритма. Для приведенных на рис. 2 результатов $K_D = 1,4$ для критерия максимума ОСПШ и $K_D = 7,6$ для критерия минимума выходной мощности.

Результаты исследования статистических характеристик пеленгации

Исследование эффективности предлагаемых алгоритмов проводилось методом имитационного моделирования. В качестве показателей эффективности принималась среднеквадратическая ошибка σ_α определения пеленга цели. Рассматривался случай наличия одного мощного источника полезного сигнала; нормированное к ширине $\Delta\alpha_{0,5}$ ГЛ ДН основной антенны угловое отклонение от направления на цель составляет величину 0,125...0,75. Результаты приведены на рис. 2.

Результаты приведены для классифицированной выборки. Штрихпунктирной линией показана потенциальная точность оценивания пеленга на фоне внутренних шумов. Значимых в статистическом плане отличий СКО пеленгации для неклассифицированной выборки от классифицированной не выявлено. Как и следовало ожидать, СКО пеленгования для критерия минимума мощности примерно в 3...4 раза хуже, чем для критерия максимума ОСПШ.

Как видно из приведенных на рис. 2 результатов, предлагаемый относительно простой квазиоптимальный алгоритм аналогично [8] обеспечивает, фактически, эффект «сверхразрешения» полезного сигнала и мощной помехи при угловом расстоянии между ними, существенно меньшем, чем ширина ГЛ основной антенны РЛС. Так, при нормированном угловом расстоянии 0,125 нормированная среднеквадратическая ошибка определения пеленга на цель не превысила 0,1.

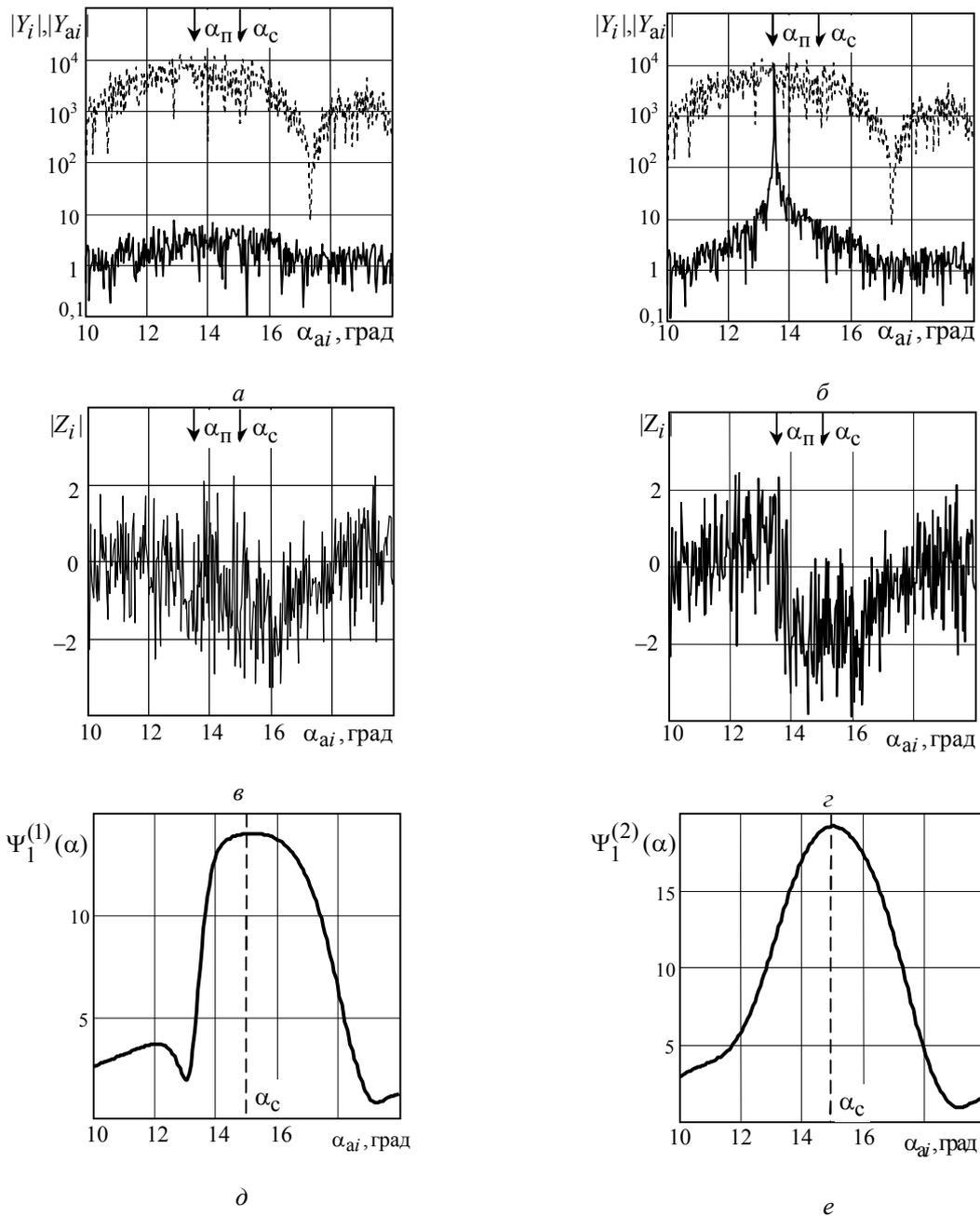


Рис. 1. Реализации модуля сигнала на выходе основной антенны до и после компенсации помех (*a, б*), синфазного компонента сигнала на выходе адаптированного канала после обеления (*в, г*) и функции правдоподобия (*д, е*) для квазиоптимальных алгоритмов по критерию минимума выходной мощности (*a, в, д*) и максимума ОСПШ (*б, г, е*)

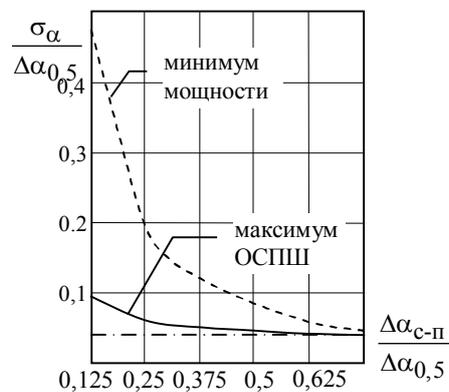


Рис. 2. Зависимость нормированной среднеквадратической ошибки пеленгации от нормированного углового отклонения источника помех от цели

Заключение

Обоснованные на основе классических операций «обеления» помехи и согласованного накопления измененного полезного сигнала квазиоптимальные алгоритмы оценивания пеленга цели в обзорной РЛС являются относительно простыми в реализации и могут быть эффективно использованы в том числе при различных угловых положениях полезного сигнала и источников помех, существенно меньших, чем разрешающая способность РЛС.

Список литературы

1. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981. 416 с.
2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера. 2013. 528 с.
4. Торбин С.А., Григорян Д.С. Способ защиты моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи по основным лепесткам диаграмм направленности антенн // Антенны. № 7. 2014. С. 54–61.
5. Григорян Д.С., Торбин С.А., Герасимов В.В. Защита моноимпульсного радиопеленгатора от активной шумовой помехи, действующей по основным лепесткам диаграмм направленности // Вестн. Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2014. № 2. С. 103–112.
6. Торбин С.А. Обработка сигналов цифрового пеленгатора с коническим сканированием диаграммы направленности в условиях активной шумовой помехи // Материалы междунар. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA–2014». 2014. Вып. 20. С. 368–379.
7. Козлов С.В., Карпухин В.И., Сергеев В.И. Синтез вариантов структуры радиолокационных измерителей угловых координат с адаптивной пространственной компенсацией помех // Антенны. 2010. № 6. С. 71–76.
8. 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.
9. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио. 1977. 432 с.
10. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.

References

1. Shirman Ja.D., Manzhos V.N. Teorija i tehnika obrabotki radiolokacionnoj informacii na fone pomeh. M.: Radio i svjaz'. 1981. 416 s. (in Russ.)
2. Monzingo R.A., Miller T.U. Adaptivnye antennnye reshetki. M.: Radio i svjaz', 1986. 448 s. (in Russ.)
3. Dzhigan V.I. Adaptivnaja fil'tracija signalov: teorija i algoritmy. M.: Tehnosfera. 2013. 528 s. (in Russ.)
4. Torbin S.A., Grigorjan D.S. Sposob zashhity monoimpul'snogo radiopelengatora ot aktivnoj shumovoj pomehi po osnovnym lepestkam diagramm napravlenosti antenn // Antenny. № 7. 2014. S. 54–61. (in Russ.)
5. Grigorjan D.S., Torbin S.A., Gerasimov V.V. Zashhita monoimpul'snogo radiopelengatora ot aktivnoj shumovoj pomehi, dejstvujushhej po osnovnym lepestkam diagramm napravlenosti // Vestn. Koncerna PVO «Almaz-Antenj». 2014. № 2. S. 103–112. (in Russ.)
6. Torbin S.A. Obrabotka signalov cifrovogo pelengatora s konicheskim skanirovaniem diagrammy napravlenosti v uslovijah aktivnoj shumovoj pomehi // Materialy mezhdunar. konf. «Cifrovaja obrabotka signalov i ee primenenie DSPA–2014». 2014. Vyp. 20. S. 368–379. (in Russ.)
7. Kozlov S.V., Karpuhin V.I., Sergeev V.I. Sintez variantov struktury radiolokacionnyh izmeritelej uglovyh koordinat s adaptivnoj prostranstvennoj kompensaciej pomeh // Antenny. 2010. № 6. S. 71–76. (in Russ.)
8. Chizhov A.A. Sverhrazreshenie radiolokacionnyh celej pri vozdejstvii aktivnyh shumovyh pomeh po osnovnomu i blizhnim bokovym lepestkam diagrammy napravlenosti anteny RLS // Informacionno-upravljajushhie sistemy. № 1. 2016. S. 88–92. (in Russ.)
9. Repin V.G., Tartakovskij G.P. Statisticheskij sintez pri apriornoj neopredelennosti i adaptacija informacionnyh sistem. M.: Sov. radio. 1977. 432 s. (in Russ.)
10. Tihonov V.I. Statisticheskaja radiotekhnika. M.: Sov. radio, 1966. 680 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ву Тхань Ха, аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
тел. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Козлов Сергей Вячеславович

Information about the authors

S.V. Kozlov, D. Sci., associate professor, professor of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Vu Thanh Ha, PG student of information radioengineering department of Belarusian state university of informatics and radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6
Belarusian state university
of informatics and radioelectronics
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Kozlov Sergei Vyacheslavovich