

УДК 621.396

## СОВМЕСТНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ-ИЗМЕРЕНИЕ ДАЛЬНОСТИ ЭЛЕМЕНТОВ ГРУППОВОЙ ЦЕЛИ В ОБЗОРНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННОГО ПОДХОДА

С.В. КОЗЛОВ, ВУ ТХАНЬ ХА

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 5 июня 2018*

**Аннотация.** Обоснован алгоритм совместного обнаружения-измерения дальности элементов групповой цели в обзорной радиолокационной станции, базирующийся на оценочно-компенсационном подходе. Алгоритм является многошаговыми и предусматривает на каждом шаге обнаружение, оценку времени прихода и комплексной амплитуды доминирующего сигнала, вычитание его копии из принимаемой реализации и оценку уровня шумов для последующего шага. Показано, что применение алгоритма для характерного диапазона отношений сигнал / помеха+шум обеспечивает стабилизацию ложных тревог и повышение вероятности правильного обнаружения элементов групповой цели.

**Ключевые слова:** оценочно-компенсационный подход, обнаружение-измерение дальности элементов групповой цели.

**Abstract.** The algorithm for joint detection-measurement of the range of elements of the group target in the surveillance radar based on the valuation-compensation method is substantiated. The algorithm is multistep and involves at each step detection, estimation of the arrival time and complex amplitude of the dominant signal, subtraction of its copy from the received implementation and an estimation of the noise level for the subsequent step. It is shown that the application of the algorithm for the characteristic range of signal / noise ratios provides stabilization of false alarms and an increase in the probability of correct detection of elements of a group target.

**Keywords:** valuation and compensation method, detection-measurement of range of elements of a group target.

**Doklady BGUIR. 2018, Vol. 114, No. 4, pp. 79-86**

**Joint detection-measurement of the range of elements of the group target in the surveillance radar using the valuation and compensation method**

**S.V. Kozlov, Vu Thanh Ha**

### Введение

Обзорные радиолокационные станции (РЛС), как правило, имеют относительно невысокую разрешающую способность по дальности (100...500 м). В этой связи на практике возникают ситуации наблюдения групповых воздушных целей, например, самолетов тактической авиации, выполняющих полет в сомкнутом или сосредоточенном строях [1] при расстоянии между отдельными летательными аппаратами, соизмеримом с разрешающей способностью РЛС по дальности.

В этих условиях на входе автоматического решающего устройства РЛС (или на индикацию оператору РЛС) будет поступать совокупный (суммарный) сигнал. При этом ввиду флуктуаций отраженные от каждой цели сигналы будут иметь различные амплитуды и случайные начальные фазы. Из-за сложения боковых лепестков сигналов с большей амплитудой с главными лепестками сигналов с меньшей амплитудой на выходе согласованного фильтра (СФ) может наблюдаться «гашение» сигналов с меньшей амплитудой. Синфазное сложение боковых лепестков различных сигналов приведет к ложным тревогам.

Таким образом, в указанных условиях возможно неправильное определение состава групповой цели и дальностей до ее элементов.

Для снижения взаимного влияния отраженных от элементов групповой цели сигналов и вероятности ложных тревог может быть использована весовая обработка с соответствующими оконными функциями [2] (Хемминга, Кайзера, Бесселя и т. д.). Снижение уровня боковых лепестков с помощью весовой обработки достигается ценой расширения главного лепестка, что приводит к уменьшению разрешающей способности по дальности и вероятности правильного обнаружения. Этим ограничивается возможность уменьшения боковых лепестков. Однако это приводит к ухудшению разрешающей способности по дальности и точности оценивания дальности [2] и является оправданным только при расстояниях между элементами групповой цели в 3...4 раза больше расстояния между элементами групповой цели.

Так как при обнаружении каждого из отраженных сигналов другие сигналы можно рассматривать как помехи с известной структурой, для решения задачи обнаружения-измерения дальности до элементов групповой цели потенциально высокой эффективностью может обладать оценочно-корреляционно-компенсационный подход [3]. В [4] эффективность указанного подхода исследована применительно к задаче снижения боковых лепестков сжатых сигналов. При этом в [4] времена прихода полезного и совокупности мешающих сигналов полагались известными, а оценочно-компенсационным методом оценивались сами факты наличия мешающих сигналов в принимаемой реализации, их амплитуды и фазы. Представляет интерес расширение результатов [4] в части совместного оценивания комплексной амплитуды и времени прихода полезного и мешающих сигналов в приложении к алгоритму обработки сигналов в обзорных РЛС при обнаружении-измерении дальности элементов групповой цели.

### Постановка задачи и обоснование алгоритма

Будем полагать, что наблюдению при цифровой обработке доступны сигналы на входе  $\dot{Y}(t)$  и выходе  $\dot{Y}_{\text{out}}(t)$  согласованного фильтра РЛС:

$$\dot{Y}(t) = \sum_{k=1}^K A_k e^{j\varphi_k} \dot{S}(t - t_{c_k}) + \dot{N}(t); \quad (1)$$

$$\dot{Y}_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^t \dot{Y}(\tau) \dot{G}(t - \tau) d\tau, \quad (2)$$

где  $\dot{S}(t)$  – опорный сигнал;  $A_k, \varphi_k, t_{c_k}$  – амплитуда, начальная фаза и время прихода  $k$ -го истинного сигнала;  $G(t) = S^*(t_0 - t)$  – импульсная характеристика СФ;  $t_0 = \tau_{\text{и}}$  – постоянная задержка в фильтре, равная длительности  $\tau_{\text{и}}$  зондирующего сигнала;  $\dot{N}(t)$  – комплексный гауссовый шум с односторонней спектральной плотностью мощности  $N_0$ .

Алгоритм обработки по аналогии с [3–5] построим на идее последовательной компенсации полезных сигналов в принимаемой реализации. На первом шаге обнаруживается первый сигнал с максимальным значением модуля отклика на выходе СФ и оцениваются его параметры (время прихода и комплексная амплитуда). После этого из принимаемых реализаций на входе и выходе СФ вычитаются его соответствующие копии с коэффициентом масштаба, определяемым оценкой комплексной амплитуды. Одновременно оценивается мощность шумов в принимаемой реализации. На втором шаге обнаруживается второй сигнал с максимальным значением модуля отклика скомпенсированной реализации на выходе СФ, так же оцениваются его параметры и осуществляется его компенсация. Указанные шаги повторяются до тех пор, пока происходит обнаружение сигналов в принимаемой реализации.

Формальное пошаговое описание алгоритма заключается в следующем. Устанавливаем число обнаруженных сигналов  $m = 0$ . Далее осуществляем операции по:

1) оценке мощности шума по реализации на входе СФ:

$$\hat{\sigma}_{\text{ш}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |\dot{Y}(t_i)|^2, \quad (3)$$

где  $t_i = i\Delta t$  – момент времени, соответствующий  $i$ -му отсчету;  $\Delta t$  – период дискретизации;

2) проверке условия обнаружения:

$$\left( \max_i |\dot{Y}_{\text{out}}(t_i)| \right)^2 > \ell_{\text{п}} \sigma_{\text{ш}}^2, \quad (4)$$

где  $\ell_{\text{п}}$  – нормированный порог, определяемый вероятностью ложной тревоги, и, если условие (4) выполняется, то фиксируем факт обнаружения сигнала  $m = m + 1$ , определяем номер отсчета, соответствующего максимуму модуля напряжения на выходе СФ

$$i_{\text{max}} = \arg \max_i |\dot{Y}_{\text{out}}(t_i)|, \quad (5)$$

и оцениваем время задержки  $\hat{t}_m$  и комплексную амплитуду  $\hat{A}_m = \hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m}$   $m$ -го обнаруженного сигнала

$$\hat{t}_m = \arg \max_t |\dot{Y}_{\text{out}}(t)|; \quad (6)$$

$$\hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m} = \dot{Y}_{\text{out}}(\hat{t}_m); \quad (7)$$

3) вычитанию копии сигнала из принимаемой реализаций на входе и выходе СФ:

$$\dot{Y}(t) = \dot{Y}(t) - \hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m} \dot{S}(t - \hat{t}_m) / K_{\text{сж}}; \quad (8)$$

$$\dot{Y}_{\text{out}}(t) = \dot{Y}_{\text{out}}(t) - \hat{A}_m e^{j\hat{\Phi}_m} \dot{S}_{\text{out}}(t - \hat{t}_m), \quad (9)$$

где  $\dot{S}_{\text{out}}(t) = \int_{-\infty}^t \dot{S}(\tau) \dot{G}(t - \tau) d\tau$  – эталонный сигнал на выходе СФ;  $K_{\text{сж}}$  – коэффициент сжатия сигнала в СФ.

Шаги 1–3 повторяются до тех пор, пока происходит обнаружение сигнала на шаге 2.

На рис. 1 приведены иллюстрирующие сущность предлагаемого алгоритма обработки зависимости модуля сигнала на выходе СФ для одной из характерных реализаций смеси отраженных от групповой цели сигналов и шума. Рассматривался случай наличия четырех сигналов с временем прихода 0,5; 0,7; 0,95 и 1,2 мкс с амплитудами 1; 10; 3; 1,5 единиц и некоторыми случайными начальными фазами. Опорным являлся ЛЧМ-сигнал длительностью 10 мкс с девиацией частоты 10 МГц ( $t_0 = 10$  мкс;  $K_{\text{сж}} = 100$ ).

Как видно из рис.1,  $a$ , визуальное определение наличия четырех сигналов по исходной реализации на выходе СФ практически невозможно. На каждой из итераций алгоритма условия наблюдения более слабых сигналов последовательно улучшаются: после компенсации сигнала с амплитудой 10 ед., явно выявляется сигнал с амплитудой 3 ед. и т. д. После компенсации всех сигналов в реализациях на входе и выходе СФ остаются только шумы, а также незначительные некомпенсированные остатки сигналов.

Для нахождения оценки (6) использована параболическая аппроксимация модуля выходного сигнала СФ в окрестности от оптимального значения вида

$$|\dot{Y}_{\text{out}}(i\Delta t)| = a(i\Delta t)^2 + bi\Delta t + c, \quad t_{i_{\text{max}}} - \frac{1}{(3...4)\Delta f} \leq i\Delta t \leq t_{i_{\text{max}}} + \frac{1}{(3...4)\Delta f}, \quad (10)$$

где  $\Delta f$  – ширина спектра сигнала;  $a, b, c$  – коэффициенты параболической аппроксимации, определяемые из выражения

$$\begin{pmatrix} a \\ b \\ c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (i_{\text{max}} - 1)^2 & i_{\text{max}} - 1 & 1 \\ i_{\text{max}}^2 & i_{\text{max}} & 1 \\ (i_{\text{max}} + 1)^2 & i_{\text{max}} + 1 & 1 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} |\dot{S}_{\text{out}}(t_{i_{\text{max}}-1})| \\ |\dot{S}_{\text{out}}(t_{i_{\text{max}}})| \\ |\dot{S}_{\text{out}}(t_{i_{\text{max}}+1})| \end{pmatrix}, \quad (11)$$

откуда получаем оценку времени задержки

$$\hat{t} = -\frac{b}{2a} \Delta t - t_0. \quad (12)$$

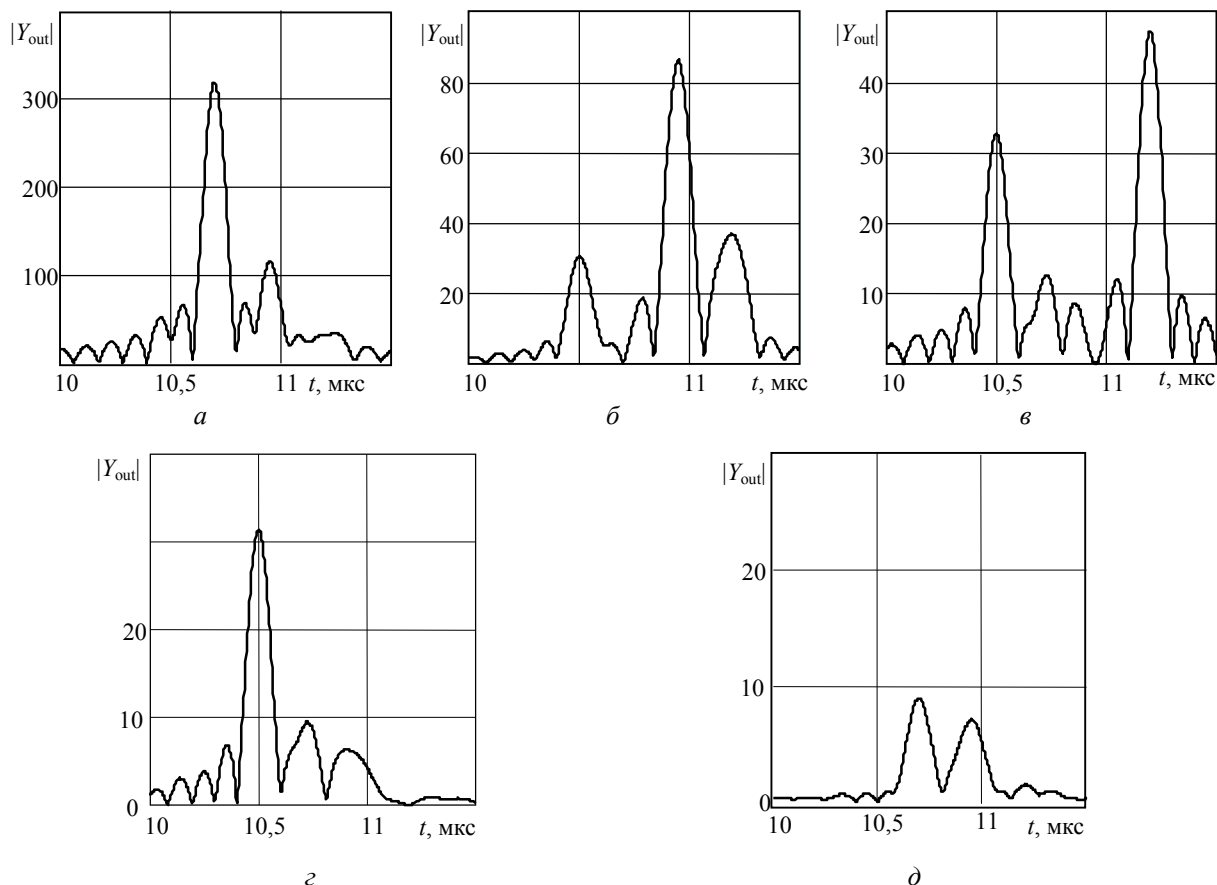


Рис. 1. Вид модуля сигнала на выходе СФ: *a* – для исходной реализации; *б-г* – после компенсации первого-четвертого сигналов соответственно

Величина некомпенсированных остатков определяется точностью оценки времен задержки и комплексных амплитуд сигналов. При увеличении отношения сигнал/шум и пренебрежимо малом взаимном влиянии сигналов мощность некомпенсированных остатков сигналов стремится к нулю [5].

### Методика исследования эффективности алгоритма

Исследование эффективности предлагаемого алгоритма проводилось методом имитационного моделирования при сравнении результатов со штатным алгоритмом.

В штатном алгоритме предусматривалось выполнение следующих операций:

– согласованная фильтрация принимаемой реализации фильтром с импульсной характеристикой

$$G(t) = S^*(t_0 - t)W(t), \quad (13)$$

где  $W(t)$  – оконная функция, обеспечивающая снижение уровня боковых лепестков сигнала на выходе СФ [4];

– оценка порога, согласно (3), и определение  $m = \overline{1, M}$  интервалов времени  $[t_m^{(1)}; t_m^{(2)}]$ , для которых (рис. 2)

$$|\dot{Y}_{\text{out}}(t_i)|^2 > \ell_{\text{п}} \hat{\sigma}_{\text{ш}}^2, \forall t_i \in [t_m^{(1)}; t_m^{(2)}], \quad (14)$$

и оценивание времени задержки для каждого из  $m = \overline{1, M}$  обнаруженных сигналов

$$\hat{t}_{c_m} = \arg \max_{t \in [t_m^{(1)}; t_m^{(2)}]} |\dot{Y}_{\text{out}}(t)|; \quad (15)$$

$$\hat{A}_m = \dot{Y}_{\text{out}}(\hat{t}_{c_m}) \quad (16)$$

аналогично компенсационному алгоритму.

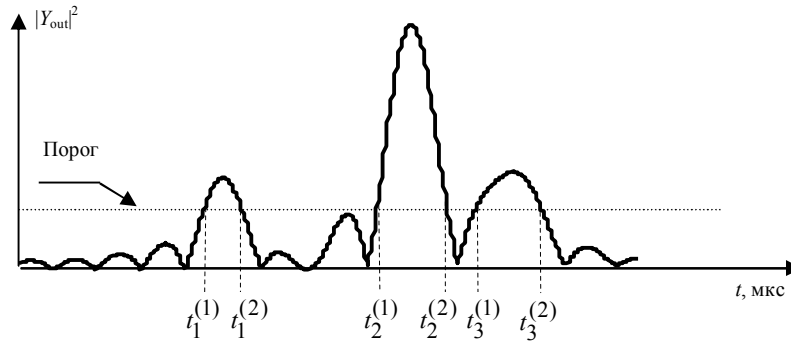


Рис. 2. К иллюстрации обработки с штатным алгоритмом

При проведении моделирования принимались следующие допущения: расстояния между соседними элементами групповой цели по времени задержки являются независимыми экспоненциально распределенными случайными величинами со средним значением  $\bar{x}$ ; сигналы, отраженные от элементов групповой цели, имеют независимые случайные начальные фазы и релеевские амплитуды с одинаковым средним значением.

Полученные при моделировании оценки времени задержки  $m = \overline{1, M}$  обнаруженных сигналов при наличии  $n = \overline{1, N}$  истинных сигналов разделялись на случаи правильного обнаружения и ложной тревоги следующим образом:

– рассчитывалась матрица  $\mathbf{Q}$  квадратов разности времени задержки истинных и обнаруженных сигналов с элементами  $Q_{m,n} = (\hat{t}_m - t_{c_n})^2$ ;

– из матрицы  $\mathbf{Q}$  последовательно извлекались элементы  $Q_{m,n}$  в порядке возрастания их значений и проверялось выполнение условия  $Q_{m,n} \leq \left(\frac{1}{2\Delta f}\right)^2$ ; если указанное условие выполняется, то  $m$ -й обнаруженный сигнал идентифицировался с  $n$ -м истинным;

– подсчитывалось общее число идентифицированных сигналов (определяет оценку вероятности правильного обнаружения), средний квадрат разности времени прихода идентифицированных обнаруженных сигналов и соответствующих истинных сигналов и число неидентифицированных обнаруженных сигналов (определяет среднее число ложных тревог).

Результаты усреднялись по достаточному (1000) числу реализаций.

### Результаты исследования эффективности и закономерности

На рис. 3 приведены семейства зависимостей вероятности правильного обнаружения от параметра  $\chi = \bar{x}\Delta f$  – нормированного к разрешающей способности РЛС по дальности среднего расстояния между элементами групповой цели. Рис. 3, а соответствует компенсационному алгоритму (сплошные кривые) и штатному алгоритму (пунктирные кривые) без оконной обработки ( $W(t) = 1$ ), рис. 3, б – штатному алгоритму при использовании окна Хеннинга ( $W(t) = \cos^2(\alpha t)$ ). Зависимости построены для значений отношения сигнал/шум на выходе СФ по мощности  $q^2 = 2E/N_0 = 20; 23; 30$  дБ для групповой цели из четырех элементов при вероятности ложной тревоги  $F = 10^{-6}$ . Для указанных значений вероятность правильного обнаружения одиночной цели составляет 0,76; 0,87 и 0,97 соответственно.

На рис. 4, 5 приведены зависимости среднего числа ложных тревог (числа обнаруженных ложных сигналов в расчете на одно зондирование) и среднеквадратической ошибки (СКО) оценивания времени задержки сигналов от обнаруженных целей от параметра  $\chi$ . При этом теоретическое СКО для одиночной цели составляет  $\sigma_\tau = 0,0055; 0,0039; 0,0017$  мкс, соответственно (пунктирные прямые на рис. 5). Зависимости на рис. 5 для штатного и оценочно-компенсационного алгоритмов примерно совпадают, поэтому приведены в обобщенном виде.

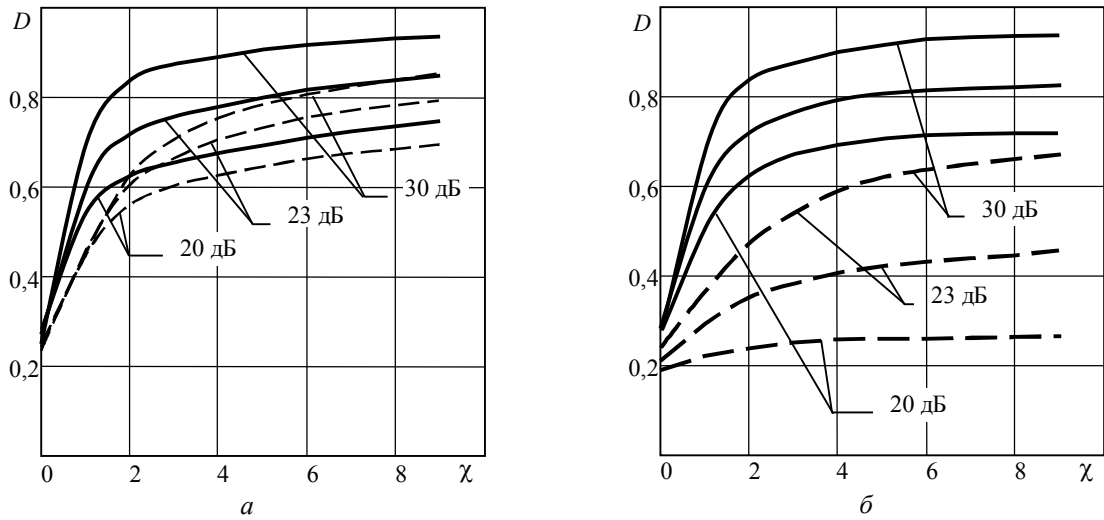


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного обнаружения от параметра  $\chi$ :  
*a* – без оконной обработки; *б* – с оконной обработкой

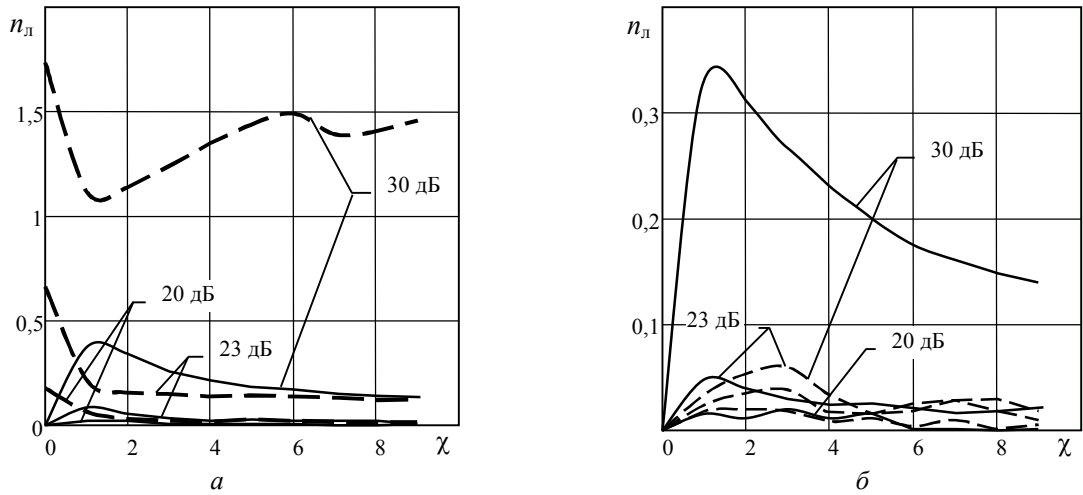


Рис. 4. Зависимости среднего числа ложных тревог от параметра  $\chi$ :  
*a* – без оконной обработки; *б* – с оконной обработкой

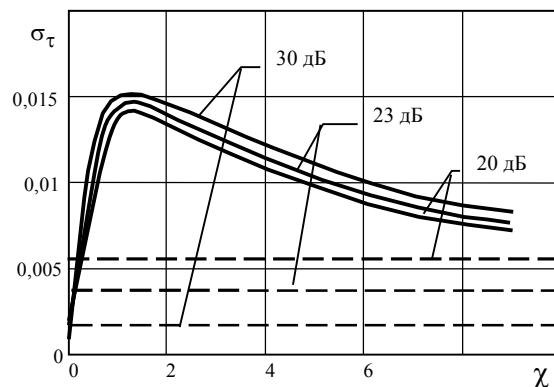


Рис. 5. Зависимость среднеквадратической ошибки оценивания времени задержки сигналов от обнаруженных целей от параметра  $\chi$

Анализ полученных зависимостей позволяет сформулировать следующие закономерности:

– при относительно малых ( $q^2 \leq 23$  дБ) отношениях сигнал/шум компенсационный алгоритм обеспечивает повышение вероятности правильного обнаружения в сравнении со штатным алгоритмом без оконной функции на 0,1...0,2. Среднее число ложных тревог при использовании компенсационного и штатного алгоритмов для ситуации наличия

4-х близко расположенных целей не превышает 0,2 на одно зондирование, что можно считать приемлемым для практики;

– при больших ( $q^2=30$  дБ) отношениях сигнал/шум компенсационный алгоритм обеспечивает повышение вероятности правильного обнаружения в сравнении со штатным и отсутствием оконной функции на 0,15...0,25 при малом, составляющем 1...3 элемента разрешения, среднем расстоянии между целями. При увеличении расстояния выигрыш в вероятности обнаружения снижается. Максимальное значение среднего числа ложных тревог при использовании компенсационного алгоритма достигается при  $\chi = 1...1,5$  и составляет 0,35. При дальнейшем увеличении отношения сигнал/шум среднее число ложных тревог для компенсационного алгоритма возрастает. Среднее число ложных тревог (1,2...1,5) для штатного алгоритма примерно в 4 раза выше, чем у компенсационного алгоритма, и является недопустимо высоким;

– при использовании оконной функции в штатном алгоритме его проигрыш по отношению к предлагаемому оценочно-компенсационному по вероятности правильного обнаружения является весьма заметным и составляет величину 0,3...0,4 при соизмеримом среднем числе ложных тревог для характерных отношений сигнал/шум 20...23 дБ;

– среднеквадратическая ошибка оценивания времени задержки заметно отличается от значений, определяемых границей Рао-Крамера для случая наличия единственного отраженного сигнала даже при достаточно высоких значениях параметра  $\chi$ . Это свидетельствует о существенном взаимном влиянии сигналов, отраженных от элементов групповой цели.

С учетом выявленных закономерностей дополнительно исследовался случай наличия в составе групповой одной доминирующей по мощности отраженного сигнала (в 3...5 раз) цели. Для указанного случая преимущества оценочно-компенсационного алгоритма по достигаемой вероятности правильного обнаружения проявляются еще более значимо.

### Заключение

Предлагаемый оценочно-компенсационный алгоритм является предельно простым в реализации и может быть использован при типовых для обзорных РЛС отношениях сигнал/шум 20...30 дБ. Выигрыш от использования оценочно-компенсационного алгоритма заключается в повышении вероятности правильного обнаружения элементов групповой цели на 0,1...0,4 при стабилизации среднего числа ложных тревог на приемлемом для практики уровне.

### Список литературы

1. Авиация ПВО России и научно-технический прогресс: боевые комплексы и системы вчера, сегодня, завтра / Под ред. Е.А. Федосова. М.: Дрофа, 2004. 705 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. М.: Сов. радио, 1971. 566 с.
3. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М: Радиотехника, 2014. 632 с.
4. Костров В.В., Варламов Д.Л. Применение метода оценочно-корреляционно-компенсационной обработки для снижения боковых лепестков сжатых сигналов // Сб. докладов XVII междунар. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь – 2011». Т. 3. Воронеж, 2011. С. 2367–2375.
5. Козлов С.В. Оценочно-компенсационный алгоритм селекции имитационных помех // Докл. БГУИР. № 2. 2018. С. 18–24.

### References

1. Aviacija PVO Rossii i nauchno-tehnicheskij progress: boevye komplekсы i sistemy vchera, segodnja, zavtra / Pod red. E.A. Fedosova. M.: Drofa, 2004. 705 s. (in Russ.)
2. Kuk Ch., Bernfel'd M. Radiolokacionnye signaly. Teorija i primenenie. M.: Sov. radio, 1971. 566 s. (in Russ.)
3. Sosulin Ju.G., Kostrov V.V., Parshin Ju.N. Ocenочно-korrelejacionnaja obrabotka signalov i kompensacija pomeh. M: Radiotehnika, 2014. 632 s. (in Russ.)

4. Kostrov V.V., Varlamov D.L. Primenenie metoda ocenочно-korreljacionno-kompensacionnoj obrabotki dlja snizhenija bokovyh lepestkov szhatyh signalov // Sb. dokladov XVII mezhdunaro. nauch.-tehn. konf. «Radiolokacija, navigacija i svjaz' – 2011». T. 3. Voronezh, 2011. S. 2367–2375. (in Russ.)
5. Kozlov S.V. Ocenочно-kompensacionnyj algoritm selekcii imitacionnyh pomeh // Dokl. BGUIR. № 2. 2018. S. 18–24. (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: korvin92@bk.ru  
Козлов Сергей Вячеславович

#### **Information about the authors**

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

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

#### **Address for correspondence**

220013, Republic of Belarus,  
Minsk, P. Brovka st., 6,  
Belarusian state university  
of informatics and radioelectronics  
tel. +375-17-293-89-11;  
e-mail: korvin92@bk.ru  
Kozlov Sergei Vyacheslavovich