

ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ СЕЛЕКЦИИ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

С.В. КОЗЛОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 22 ноября 2017

Аннотация. С использованием оценочно-компенсационного метода обоснован алгоритм селекции имитационных помех, заключающийся в оценке времени прихода и комплексной амплитуды сигнала на выходе согласованного с истинным сигналом фильтра, весовом вычитании копии истинного сигнала из входной реализации, формировании достаточных статистик для двух альтернатив «медленных» и «быстрых» отличий ложного сигнала от истинного и сравнении их с порогом. Аналитически и методом имитационного моделирования проведено исследование эффективности предлагаемого алгоритма. Показано, что правильная селекция имитационной помехи с вероятностью не менее 0,8 обеспечивается при типовых ее отличиях от истинного сигнала при отношении сигнал/шум 30 дБ и более.

Ключевые слова: оценочно-компенсационный метод, имитационная помеха, вероятность правильного различения, коэффициент корреляции, энергетическое накопление.

Abstract. Using estimated-compensation method the selection it's motivated the algorithm simulation of interference evaluating the time of arrival and complex amplitude of the output signal consistent with the true signal of the filter, the weight subtracting the copy of the true signal from the input implementation, the formation of sufficient statistics for the two alternatives are «slow» and «fast» differences false signal from the true and comparing them with the threshold. Analytically and by means of simulation the study of the effectiveness of the proposed algorithm is realized. It's shown that the correct selection of simulation interference with a probability of at least 0.8 is provided by the model how it differs from the true signal when the ratio signal/noise 30 dB or more.

Keywords: valuation and compensation method, simulation interference, probability of correct discrimination, correlation coefficient, energy accumulation.

Doklady BGUIR. 2018, Vol. 112, No. 2, pp. 18-25

Valuation and compensation selection algorithm of simulation interferences

S.V. Kozlov

Введение

Для ряда применений средств радиолокации и радионавигации весьма актуальным является обеспечение их высокой помехоустойчивости в отношении имитационных (сигналоподобных) помех [1]. При использовании современных средств создания имитационных помех [2] их селекция операторами радиолокационных станций по таким параметрам, как форма сигнала на выходе согласованного фильтра, характеристики флуктуаций и т. д., практически исключается.

В [3] получены аналитические соотношения для вероятностей ошибочных решений – принятия истинного сигнала за ложный и ложного за истинный. Полученные аналитические соотношения характерны для задачи различения двух сигналов, когда в приемнике имеются копии истинного и ложного сигналов, а задача селекции сводится к формированию модульного значения разностного корреляционного интеграла и сравнении его с порогом. В то же время наличие в приемнике достоверной копии ложного сигнала в реальных условиях маловероятно. Поэтому результаты [3] могут рассматриваться как верхние оценки вероятности правильной селекции имитационных помех.

В этой связи для оценки помехоустойчивости радиоэлектронных средств (РЭС), с одной стороны, и требований к средствам создания имитационных помех, с другой, представляется актуальным обоснование алгоритма селекции имитационных помех, в полном объеме учитывающего априорную неопределенность о параметрах последних. Анализ имеющихся методов показывает, что в наибольшей степени для решения указанной задачи применим развитый

Цель статьи – обоснование и исследование эффективности метода селекции имитационных помех с использованием оценочно-корреляционно-компенсационного подхода.

Постановка задачи и обоснование алгоритма селекции

Рассматривается задача статистической проверки гипотез: H_1 – принимаемая реализация $\dot{Y}(t)$ содержит истинный сигнал; H_2 – принимаемая реализация содержит ложный сигнал (имитационную помеху). Для указанных гипотез принимаемая реализация имеет вид:

$$\dot{Y}(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t - t_1) + \dot{N}(t); \quad (1)$$

$$\dot{Y}(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t - t_2) + \dot{N}(t), \quad (2)$$

где $\dot{S}_1(t)$, $\dot{S}_2(t)$ – временное представление истинного и ложного сигналов, причем $\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_{1(2)}(t)|^2 dt = e_{1(2)} = \tau_{1(2)}$; $\tau_{1(2)}$ – эффективные длительности истинного и ложного сигналов, численно равные энергии сигналов с единичной амплитудой; $A_{1(2)}$, $\varphi_{1(2)}$, $t_{1(2)}$ – амплитуда, начальная фаза и время прихода истинного (ложного) сигнала; $\dot{N}(t)$ – комплексный гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 в полосе ΔF .

Сигнал $\dot{S}_1(t)$ считается известным, финитным. Априорные сведения о сигнале $\dot{S}_2(t)$ ограничиваются фактом его высокой корреляции с истинным сигналом:

$$\max |\dot{\Psi}_{12}(\tau)| \rightarrow 1, \quad (3)$$

где

$$\dot{\Psi}_{12}(\tau) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_2(t) \dot{S}_1^*(t) dt}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_2(t)|^2 dt}} \quad (4)$$

– взаимная корреляционная функция истинного и ложного сигналов. Ширина спектра истинного (ложного) сигнала не превышает ΔF .

Используя основные положения оценочно-корреляционно-компенсационного подхода, сформируем скомпенсированную принимаемую реализацию в виде

$$\dot{U}(t) = \dot{Y}(t) - \widehat{A} e^{j\widehat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \widehat{t}) = A_{1(2)} e^{j\varphi_{1(2)}} \dot{S}_{1(2)}(t - t_{1(2)}) - \widehat{A} e^{j\widehat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \widehat{t}) + \dot{N}(t), \quad (5)$$

где $\widehat{A} e^{j\widehat{\varphi}}$, \widehat{t} – оценки комплексной амплитуды и времени прихода сигнала, которые проводятся известными [5, 6] способами по сигналу

$$\dot{U}_{\text{сф}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(\tau) G^*(t - \tau) d\tau \quad (6)$$

на выходе согласованного фильтра с импульсной характеристикой $\dot{G}(t)$, согласованной с истинным сигналом; $\dot{G}(t) = \dot{S}_1(t_0 - t)$, где t_0 – постоянная задержка в фильтре.

Необходимо отметить, что априорная неопределенность временной структуры ложного сигнала в сочетании с фактом (3) его высокой корреляции с истинным дает возможность использовать для оценки комплексной амплитуды и времени прихода любого сигнала в принимаемой реализации операции согласованной обработки для истинного сигнала.

Тогда для гипотезы H_1 реализация $\dot{U}(t)$ будет содержать нескомпенсированные остатки истинного сигнала

$$\Delta \dot{S}_1(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t - t_1) - \widehat{A} e^{j\widehat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \widehat{t}) \quad (7)$$

и шум, причем с возрастанием точности оценок параметров истинного сигнала при

$$q_1^2 = \frac{2E_1}{N_0} = \frac{2A_1^2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}_1(t)|^2 dt = \frac{2A_1^2 \tau_1}{N_0} \rightarrow \infty, \quad \text{мощность остатков стремится к нулю} \quad -$$

$\lim_{q_1^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau_1} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta \dot{S}_1(t)|^2 dt = 0$. Оценки параметров истинного сигнала – нормально распределенные

случайные величины с параметрами:

$$\bar{A} = A_1; \quad \bar{A}^2 = A_1^2 + \sigma_{A_1}^2; \quad \sigma_{A_1}^2 = \frac{A_1^2}{q_1^2} = \frac{N_0}{2\tau_1}; \quad \bar{\varphi} = \varphi_1; \quad \bar{\varphi}^2 = \sigma_{\varphi_1}^2 = \frac{1}{q_1^2} = \frac{N_0}{2A_1^2\tau_1}; \quad (8)$$

$$\delta t_1 = t_1 - \hat{t}; \quad \bar{\delta t}_1 = 0; \quad \overline{\delta t_1^2} = \sigma_{\delta t_1}^2 = \frac{1}{(2\pi)^2 \beta^2 q_1^2} = \frac{C^2}{q_1^2},$$

где $\beta = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\dot{G}(f)|^2 df / \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{G}(f)|^2 df}$ – среднеквадратическая ширина спектра $\dot{G}(f)$ истинного сигнала; $C = \frac{1}{2\pi\beta}$.

Для гипотезы H_2 скомпенсированная реализация $\dot{U}(t)$ будет содержать разность

$$\Delta \dot{S}_2(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t - t_2) - \hat{A} e^{j\hat{\varphi}} \dot{S}_1(t - \hat{t}) \quad (9)$$

ложного сигнала и оценки истинного сигнала и шум, при этом $\lim_{q_2^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{\tau_2} \int_{-\infty}^{\infty} |\Delta \dot{S}_2(t)|^2 dt \neq 0$. Оценки

параметров ложного сигнала – нормально распределенные случайные величины с параметрами:

$$\bar{A} = A_2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2; \quad \bar{A}^2 = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 + \sigma_{A_2}^2; \quad \sigma_{A_2}^2 = \frac{A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4}{q_2^2} = \frac{N_0}{2\tau_2} \approx \sigma_{A_1}^2; \quad (10)$$

$$\bar{\varphi} = \varphi_2 + \delta\varphi_2; \quad \overline{\delta\varphi_2} = \arg(\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})); \quad \bar{\varphi}^2 = \overline{\delta\varphi_2^2} + \sigma_{\varphi_2}^2 = \overline{\delta\varphi_2^2} + \frac{N_0}{2A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 \tau_2};$$

$$\delta t_2 = t_2 - \hat{t}; \quad \overline{\delta t_2} = \arg \max_{\tau} |\dot{\Psi}_{12}(\tau)|; \quad \overline{\delta t_2^2} = \overline{\delta t_2^2} + \frac{1}{(2\pi)^2 \beta^2 q_2^2} = \frac{C^2}{q_2^2}.$$

Величины $\overline{\delta t_2}$ и $\overline{\delta\varphi_2}$ в (10) представляют собой математические ожидания временного и фазового смещений комплексной амплитуды сигнала на выходе согласованного фильтра при наличии на его входе ложного сигнала в момент времени, когда модуль комплексной амплитуды достигает максимума.

Относительно разности $\Delta \dot{S}_2(t)$ в (9) какие-либо априорные сведения отсутствуют. Алгоритм обработки разности $\Delta \dot{S}_2(t)$ определим в двух альтернативных вариантах:

– вариант 1 – отличия ложного сигнала от истинного определяются «медленными» искажениями (отличиями) формы ложного сигнала от истинного (паразитной амплитудной модуляцией, укорочением и т. д.), интервал корреляции которых много больше интервала корреляции истинного сигнала;

– вариант 2 – отличия ложного сигнала от истинного определяются «быстрыми» искажениями (например, временным разделением в ретрансляторе [2]), интервал корреляции которых меньше интервала корреляции истинного сигнала.

Для варианта 1 «медленных» искажений, имея в виду возможное накопление остатков сигнала в согласованном для истинного сигнала фильтре, алгоритм обработки предусматривает повторную оптимальную обработку скомпенсированной реализации с формированием выходного сигнала вида

$$\dot{U}_1(t) = \int_0^{\infty} \dot{U}(\tau) G^*(t - \tau) d\tau. \quad (11)$$

Положение максимумов модуля выходного сигнала $|\dot{U}_1(t)|$ неизвестно, однако при «медленных» искажениях ложного сигнала в сравнении с истинным они будут расположены вблизи оценки $\hat{t} + \tau_1$ пика сигнала на выходе согласованного фильтра (СФ) для нескомпенсированной реализации. Это позволяет сформировать правило решения в виде

$$H_1 : z_1 \leq z_{n1}; \quad H_2 : z_1 > z_{n1}; \quad (12)$$

$$z_1 = \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{\text{сж}} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{\text{сж}}} |\dot{U}_1(t)|,$$

где $\tau_{\text{сж}}$ – длительность сигнала на выходе СФ; μ – параметр, определяющий временной интервал поиска максимумов нескомпенсированных остатков сигнала на выходе СФ; $z_{\text{п1}}$ – порог для варианта 1. Выражения (11), (12) определяют логику функционирования канала амплитудного обнаружения.

Во втором варианте «быстрых» искажений накопление в СФ невозможно, и при проверке гипотез необходимо использование энергетического обнаружителя [5] с решающей статистикой вида

$$z_2 = \frac{1}{\tau_1} \int_i^{\hat{t} + \tau_1} |\dot{U}(t)|^2 dt \quad (13)$$

с интегрированием в пределах длительности сигнала и алгоритма селекции имитационных помех вида

$$H_1 : z_2 \leq z_{\text{п2}}; \quad H_2 : z_2 > z_{\text{п2}}, \quad (14)$$

где $z_{\text{п2}}$ – порог для второго варианта. Таким образом, (13) и (14) определяют логику функционирования канала энергетического обнаружения.

Так как априорные сведения об отличиях ложного и истинного сигнала отсутствуют, а вероятности указанных ситуаций могут быть приняты равными, алгоритм обработки принятия решения принимает вид:

$$H_1 : \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{\text{сж}} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{\text{сж}}} |\dot{U}_1(t)| \leq z_{\text{п1}} \wedge z_2 \leq z_{\text{п2}}; \quad (15)$$

$$H_2 : \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{\text{сж}} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{\text{сж}}} |\dot{U}_1(t)| > z_{\text{п1}} \vee z_2 > z_{\text{п2}}.$$

В отличие от [3], в предлагаемом оценочно-компенсационном алгоритме предлагается использовать критерий Неймана-Пирсона, понимая под ложной тревогой принятие гипотезы H_2 (ложный сигнал) при наличии истинного, а под правильной селекцией ложного сигнала – принятие гипотезы H_2 при действительном наличии ложного сигнала. Значения порогов $z_{\text{п1}}$, $z_{\text{п2}}$ с учетом двухальтернативности алгоритма селекции должны определяться для величины вероятности ложных тревог в каждой из альтернатив $F_{1(2)} = F / 2$.

Качественные показатели селекции

Для альтернативы 1 «медленных» отличий ложного сигнала от истинного получение аналитических выражений для качественных показателей селекции в общем виде не представляется возможным, и указанный случай исследовался методом имитационного моделирования. Для альтернативы 2 «быстрых» отличий ложного сигнала от истинного при достаточно большом времени интегрирования $\tau_1 \Delta F \gg 1$ статистика (13) нормализуется. Найдем математическое ожидание и дисперсию решающей статистики для рассматриваемых гипотез. С учетом возможности последовательного усреднения по случайным значениям шума и остатков сигнала при определении параметров статистики (13) вычислим средние мощности остатков сигнала

$$P_{\Delta S_{1(2)}} = \frac{1}{\tau_1} \int_i^{\hat{t} + \tau_1} \overline{\Delta S_{1(2)}(t) \Delta S_{1(2)}^*(t)} dt, \quad (16)$$

где черта означает статистическое усреднение по закону распределения оценок амплитуды, фазы и времени прихода сигнала.

Проводя несложные преобразования для истинного сигнала, получим:

$$P_{\Delta S_1} = A_1^2 + \overline{A^2} - 2A_1 \overline{A \cos \delta\varphi_1 \operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}}. \quad (17)$$

Считаем оценки δt_1 , \overline{A} и $\overline{\delta t_1}$ независимыми случайными величинами. В этом случае $\overline{A \cos \delta\varphi_1 \operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1^*(\delta t_1)\}} = \overline{A} \cdot \overline{\cos \delta\varphi_1} \cdot \overline{\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}}.$

Для нахождения $\overline{\cos \delta\varphi_1}$ и $\overline{\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}}$ полагаем, что ошибки оценивания фазы и времени прихода малы. Тогда $\overline{\cos \delta\varphi_1} \approx 1 - \frac{1}{2} \overline{\delta\varphi_1^2} = 1 - \frac{1}{2} \sigma_{\varphi_1}^2 = 1 - \frac{N_0}{4A_1^2 \tau_1}$. Автокорреляционную

функцию сигнала в окрестности максимума можно аппроксимировать параболой вида $\text{Re}\{\dot{\Psi}_1(\tau)\} \approx |\dot{\Psi}_1(\tau)| \approx 1 - \gamma\tau^2$, где $\gamma = \frac{1}{2} \frac{d^2}{d\tau^2} |\dot{\Psi}_1(\tau)| \Big|_{\tau=0}$, откуда

$$\overline{\dot{\Psi}_1(\Delta t)} = 1 - \gamma \overline{\Delta t^2} = 1 - \gamma \sigma_{t_1}^2 = 1 - \frac{\gamma C^2 N_0}{2A_1^2 \tau_1}. \quad (18)$$

Подставляя в (17) и отбрасывая слагаемые второго порядка малости, получим:

$$P_{\Delta S_1} = 2A_1^2 + \frac{N_0}{2\tau_1} - 2A_1^2 \left(1 - \frac{N_0}{4A_1^2 \tau_1}\right) \left(1 - \frac{\gamma C^2 N_0}{2A_1^2 \tau_1}\right) \approx \frac{N_0}{\tau_1} (1 + \gamma C^2). \quad (19)$$

Аналогично для ложного сигнала, пренебрегая слагаемыми второго порядка малости, получим:

$$P_{\Delta S_2} = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2 + A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 - 2A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2 (1 - |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2). \quad (20)$$

Анализ (19) показывает, что величина средней мощности остатков истинного сигнала не зависит от его амплитуды, а определяется только спектральной плотностью мощности шума и длительностью сигнала. Действительно, чем больше амплитуда сигнала, тем точнее оценивается его время прихода и комплексная амплитуда, а значит, и тем меньше амплитуда и средняя мощность остатков сигнала. Для ложного сигнала основное влияние на мощность остатков (20) оказывает отличие от единицы максимума модуля $|\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|$ нормированной взаимно-корреляционной функции истинного и ложного сигналов.

С использованием [6], для математического ожидания и дисперсии статистики (13) на выходе энергетического обнаружителя имеем:

$$m_{z_1} = P_{\Delta S_1} + \sigma_{\text{ш}}^2; \quad m_{z_2} = P_{\Delta S_2} + \sigma_{\text{ш}}^2; \quad (21)$$

$$D_{z_1} = \frac{P_{\Delta S_1} \sigma_{\text{ш}}^2}{\tau_1 \Delta F}; \quad D_{z_2} = \frac{P_{\Delta S_2} \sigma_{\text{ш}}^2}{\tau_1 \Delta F}.$$

Полученные выражения позволяют записать вероятности ложной тревоги и правильной селекции ложного сигнала:

$$F = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{\Pi} - m_{z_1}}{\sqrt{D_{z_1}}}\right); \quad D = 1 - \Phi\left(\frac{\ell_{\Pi} - m_{z_2}}{\sqrt{D_{z_2}}}\right), \quad (22)$$

где порог $\ell_{\Pi} = m_{z_1} + \sqrt{D_{z_1}} \Phi^{-1}(1 - F)$; $\Phi^{-1}(\bullet)$ – функция, обратная интегралу вероятности.

Исследование эффективности алгоритма

Исследование эффективности предлагаемого алгоритма проводилось по соотношениям (19)–(22) для варианта 1 «быстрых» искажений ложного сигнала в сравнении с истинным и методом имитационного моделирования (для обоих вариантов). Для проведения исследований была разработана математическая модель, воспроизводящая процедуры согласованной фильтрации истинного (ложного) сигнала, поиска максимума модуля отклика сигнала на выходе согласованного фильтра, аппроксимации отклика в окрестности максимума параболой, оценивания времени задержки истинного (ложного) сигнала, компенсации истинного (ложного) сигнала, вычисления решающих статистик (12) и (13) и сравнения их с порогами.

На рис. 1 приведены отдельные зависимости, иллюстрирующие работоспособность оценочно-компенсационного способа селекции имитационных помех. В качестве истинного рассматривался линейный частотно-модулированный (ЛЧМ) сигнал с длительностью 10 мкс и коэффициентом сжатия 100. Ложный сигнал имел ту же скорость изменения частоты при длительности 9 мкс. Отношение сигнал/шум принималось равным 40 дБ, полоса частот шума – 40 МГц. Рис. 1, *a* соответствует принимаемой реализации на входе и выходе фильтра сжатия, *b* – скомпенсированной реализации, *в* – скомпенсированной реализации при повторном прохождении СФ. Как видно из приведенных иллюстраций, по скомпенсированной реализации на выходе СФ возможна уверенная селекция ложного сигнала. При наличии на входе истинного сигнала он полностью компенсируется, и напряжение на выходе СФ будет аналогично шумовому.

На рис. 2 приведены плотности вероятности статистики (13) энергетического обнаружителя при наличии на входе истинного (сплошная кривая) и ложного (пунктирная кривая) сигналов.

Маркерами обозначены точки, полученные при имитационном моделировании при достаточном (5000) числе реализаций.

На рис. 3 приведены зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения $q_2^2 = 2E_2 / N_0$ по ложному сигналу в канале энергетического обнаружения.

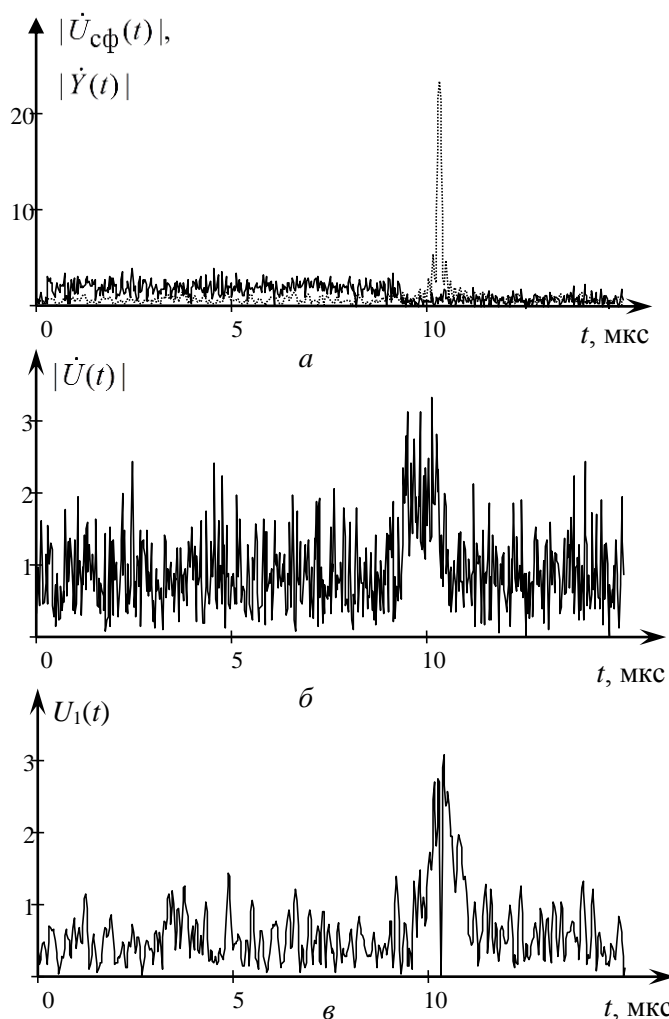


Рис. 1. Характерный вид сигналов при селекции ложных сигналов

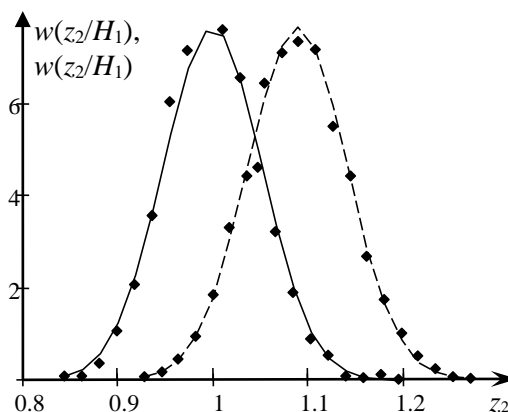


Рис. 2. Плотности вероятности статистики z_2 энергетического обнаружителя

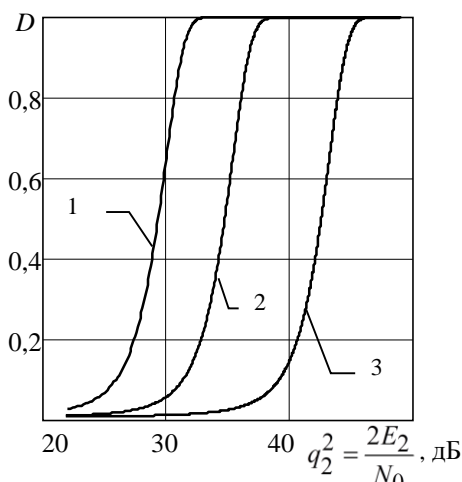


Рис. 3. Зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения сигнал/шум в канале энергетического обнаружения

Принималось, что ложный сигнал формируется путем наделяния истинного ЛЧМ сигнала амплитудной модуляцией гармоническим сигналом с частотой, большей, чем девиация частоты истинного ЛЧМ сигнала. Индекс модуляции составлял 0,5, 0,25 и 0,1 (кривые 1, 2 и 3), при котором взаимно-корреляционная функция в максимуме равна, соответственно, 0,944, 0,984 и 0,997. Необходимо отметить, что в этом случае форма ложного сигнала на выходе СФ неотличима от формы истинного. Предлагаемый алгоритм обеспечивает уверенную, с вероятностью выше 0,8, селекцию ложных сигналов при отношениях сигнал/шум: 31, 36 и 44 дБ.

Физически, полученные отношения сигнал/шум соответствуют такому отличию ложного сигнала от истинного, при котором остатки ложного сигнала после компенсации сравнимы со среднеквадратическим значением шума.

На рис. 4 приведены зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала, согласно алгоритма (12), от отношения сигнал/шум, полученные имитационным моделированием. Кривые 1, 2 и 3 соответствуют отличиям длительности сигнала от истинного значения на 10, 5 и 1 % соответственно. Требуемое отношение сигнал/шум для достижения вероятности правильной селекции составило в данном случае 33...51 дБ.

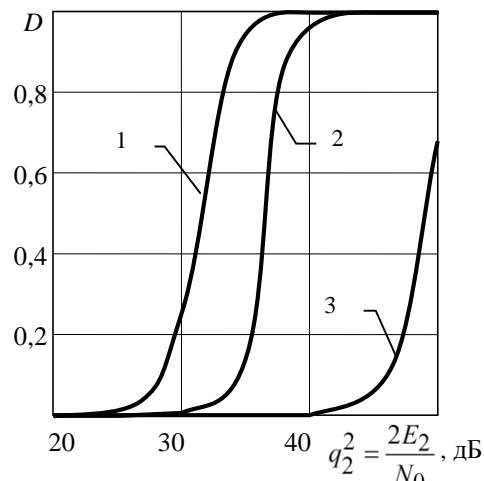


Рис. 4. Зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения сигнал/шум в канале амплитудного обнаружения

Заключение

Предлагаемый оценочно-компенсационный алгоритм обеспечивает уверенную селекцию ложных сигналов при типовых их отличиях от истинных в области характерных для практических применений отношений сигнал/шум и может быть использован разработчиками средств радиолокации, функционирующих в конфликтных условиях.

Список литературы

1. Куприянов А.И., Сахаров А.В. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы. М.: Вузовская книга, 2007. 356 с.
2. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Под ред. Ю.М. Перунова. М.: Радиотехника, 2008. 416 с.
3. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / Под ред. В.Г. Радзиевского. М.: Радиотехника, 2006. 424 с.
4. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.
5. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. радио, 1966. 680 с.
6. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.

References

1. Kuprijanov A.I., Saharov A.V. Teoreticheskie osnovy radiojelektronnoj bor'by. M.: Vuzovskaja kniga, 2007. 356 s. (in Russ.)
2. Perunov Ju.M., Fomichev K.I., Judin L.M. Radiojelektronnoe podavlenie informacionnyh kanalov sistem upravlenija oruzhiem / Pod red. Ju.M. Perunova. M.: Radiotehnika, 2008. 416 s. (in Russ.)
3. Sovremennaja radiojelektronnaja bor'ba. Voprosy metodologii / Pod red. V.G. Radzievskogo. M.: Radiotehnika, 2006. 424 s. (in Russ.)
4. Sosulin Ju.G., Kostrov V.V., Parshin Ju.N. Ocenочно-korrelyacionnaja obrabotka signalov i kompensacija pomeh. M.: Radiotehnika, 2014. 632 s. (in Russ.)
5. Tihonov V.I. Statisticheskaja radiotehnika. M.: Sov. radio, 1966. 680 s. (in Russ.)
6. Teoreticheskie osnovy radiolokacii / Pod red. Ja.D. Shirmana. M.: Sov. radio, 1970. 560 s. (in Russ.)

Сведения об авторе

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

Information about the author

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

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,

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

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