

ПРИМЕНЕНИЕ ОЦЕНОЧНО-КОМПЕНСАЦИОННО-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ ДЛЯ СЕЛЕКЦИИ ИМИТАЦИОННЫХ ПОМЕХ

С.В. Козлов, Д.А. Нагорный

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (БГУИР), Минск, Беларусь

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, весового вычитания 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..

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

THE USE OF ESTIMATION-COMPENSATION-CORRELATION PROCESSING FOR THE SELECTION OF SIMULATION RADIO INTERFERENCE

S. V. Kozlov, D.A. Nagorny

Belarusian state university of informatics and radioelectronics, Minsk, Belarus

Abstract. Using estimated-compensation method is motivated by the selection 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 a study of the effectiveness of the proposed algorithm..

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

1. ВВЕДЕНИЕ

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

В [3] получены аналитические соотношения для вероятностей ошибочных решений - принятия истинного сигнала за ложный и ложного за истинный. Полученные соотношения характерны для задачи различения двух сигналов, когда в приемнике имеются копии обоих сигналов, а задача селекции сводится к формированию

модульного значения разностного корреляционного интеграла и сравнении его с порогом. Наличие в приемнике достоверной копии ложного сигнала в реальных условиях маловероятно. Поэтому результаты [3] могут рассматриваться как верхние оценки вероятности правильной селекции ИП.

В этой связи для оценки помехоустойчивости РЭС, с одной стороны, и требований к средствам создания ИП, с другой стороны, представляется актуальным обоснование алгоритма селекции ИП, в полном объеме учитывающем априорную неопределенность о параметрах последних. В наибольшей степени для решения этой задачи применим оценочно-компенсационно-корреляционный подход к функционированию радиотехнических систем в условиях помех [4].

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

2. 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 (ИП). Для указанных гипотез принимаемая реализация имеет вид

$$H_1 : \dot{Y}(t) = A_1 e^{j\varphi_1} \dot{S}_1(t - t_1) + \dot{N}(t); \quad (1)$$

$$H_2 : \dot{Y}(t) = A_2 e^{j\varphi_2} \dot{S}_2(t - t_2) + \dot{N}(t), \quad (2)$$

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 энергиям $e_{1(2)}$ 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 гауссовый шум с односторонней спектральной плотностью мощности N_0 в полосе ΔF .

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

$$\max |\psi_{12}(\tau)| \rightarrow 1, \quad (3)$$

где

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

- взаимная корреляционная функция (ВКФ) истинного и ложного сигналов.

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

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

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

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

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.

Отметим, что факт (3) дает возможность использовать для оценки комплексной амплитуды и времени прихода ложного сигнала операции согласованной обработки для истинного сигнала.

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

$$\Delta\dot{S}_1(t) = A_1e^{j\varphi_1}\dot{S}_1(t-t_1) - \widehat{A}e^{j\widehat{\varphi}}\dot{S}_1(t-\widehat{t}) \quad (7)$$

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

случайные величины с параметрами

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

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

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

$$\Delta\dot{S}_2(t) = A_2e^{j\varphi_2}\dot{S}_2(t-t_2) - \widehat{A}e^{j\widehat{\varphi}}\dot{S}_1(t-\widehat{t}) \quad (9)$$

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 - гауссовы случайные

величины с параметрами

$$\begin{aligned} \bar{A} &= A_2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2; \quad \bar{A}^2 = A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 + \sigma_{A_2}^2; \quad \sigma_{A_2}^2 = \frac{A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4}{q_2^2} = \frac{N_0}{2\tau_2} \approx \sigma_{A_1}^2; \\ \bar{\varphi} &= \varphi_2 + \delta\varphi_2; \quad \overline{\delta\varphi_2} = \arg(\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})); \quad \bar{\varphi}^2 = \overline{\delta\varphi_2}^2 + \sigma_{\varphi_2}^2 = \overline{\delta\varphi_2}^2 + \frac{N_0}{2A_2^2 |\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^4 \tau_2}; \quad (10) \\ \delta t_2 &= t_2 - \hat{t}; \quad \overline{\delta t_2} = \arg \max_{\tau} |\dot{\Psi}_{12}(\tau)|; \quad \overline{\delta t_2}^2 = \overline{\delta t_2}^2 + \frac{1}{(2\pi)^2 \beta^2 q_2^2} = \frac{C^2}{q_2^2}. \end{aligned}$$

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 ввиду возможное накопление остатков сигнала в согласованном для истинного сигнала фильтре алгоритм обработки предусматривает вычитание из сигнала $\dot{U}_{sf}(t)$ для входной реализации эталонного (для истинного сигнала с единичной амплитудой и нулевой задержкой) сигнала на выходе согласованного фильтра $\dot{U}_{sf}^{et}(t)$ с масштабным коэффициентом \hat{A} и временем задержки \hat{t} :

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

Аналогичный результат может быть получен при повторной оптимальной обработки скомпенсированной реализации в согласованном фильтре (правая часть (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 СФ для нескомпенсированной реализации. Это позволяет использовать сформировать правило решения в виде

$$\begin{aligned} H_1 : z_1 \leq z_{п1}; \quad H_2 : z_1 > z_{п1}; \\ z_1 = \max_{\hat{t} + \tau_1 - \mu\tau_{sg} \leq t \leq \hat{t} + \tau_1 + \mu\tau_{sg}} |\dot{U}_1(t)|, \end{aligned} \quad (12)$$

где τ_{sg} - длительность сигнала на выходе СФ; μ - параметр, определяющий временной интервал поиска максимумов нескомпенсированных остатков сигнала на

выходе СФ; $z_{п1}$ - порог. Выражения (11), (12) определяют логику функционирования канала амплитудного обнаружения.

Во втором варианте "быстрых" искажений накопление в согласованном фильтре невозможно и при проверке гипотез необходимо использование энергетического обнаружителя [5] с решающей статистикой вида

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

с интегрированием в пределах длительности сигнала и алгоритма селекции ИП вида

$$H_1 : z_2 < z_{p2}; \quad H_2 : z_2 \geq z_{p2}, \quad (14)$$

где z_{p2} - порог. (13) и (14) определяют логику функционирования канала энергетического обнаружения.

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

$$\begin{aligned} H_1 : & \max_{\hat{t}+\tau_1-\mu\tau_{sg} \leq t+\tau_1 \leq \hat{t}+\mu\tau_{sg}} |\dot{U}_1(t)| < z_{п1} \wedge z_2 < z_{p2}; \\ H_2 : & \max_{\hat{t}+\tau_1-\mu\tau_{sg} \leq t \leq \hat{t}+\tau_1+\mu\tau_{sg}} |\dot{U}_1(t)| \geq z_{п1} \vee z_2 \geq z_{p2}. \end{aligned} \quad (15)$$

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_{p1} , z_{p2} с учетом использования при селекции двух каналов должны определяться для величины вероятности ложных тревог в каждой из альтернатив $F_{1(2)} = F/2$.

3. 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. 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 (12) для рассматриваемых гипотез.

С учетом возможности последовательно усреднения по случайным значениям шума и остатков сигнала при определении параметров статистики (13), вычислим средние мощности остатков сигнала

$$P_{\Delta S_{1(2)}} = \frac{1}{\tau_1} \int_{\hat{t}}^{\hat{t}+\tau_1} \Delta \dot{S}_{1(2)}(t) \Delta S_{1(2)}^*(t) dt, \quad (16)$$

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

Проводя несложные преобразования для истинного сигнала, получим:

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

Считаем оценки δt_1 , \hat{A} и $\delta \varphi_1$ независимыми случайными величинами. В этом случае

$$\overline{\hat{A} \cos \delta \varphi_1 \operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1^*(\delta t_1)\}} = \overline{\hat{A}} \cdot \overline{\cos \delta \varphi_1} \cdot \overline{\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\delta t_1)\}}.$$

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 $\dot{\Psi}_1(\tau)$ сигнала в окрестности максимума можно аппроксимировать параболой вида $\operatorname{Re}\{\dot{\Psi}_1(\tau)\} \approx |\dot{\Psi}_1(\tau)| \approx 1 - \gamma \tau^2$, 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:

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

Величина (19) 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 комплексная амплитуда и время прихода, а значит, и тем меньше амплитуда и средняя мощность остатков сигнала.

Аналогично для ложного сигнала, пренебрегая слагаемыми второго порядка малости:

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

Как следует из (20) для ложного сигнала мощность остатков определяется отличием от единицы квадрата максимума модуля $|\dot{\Psi}_{12}(\overline{\delta t_2})|^2$ нормированной ВКФ истинного и ложного сигнала.

С использованием [7], для математического ожидания и дисперсии статистики (13) на выходе энергетического обнаружителя имеем:

$$m_{z_1} = P_{\Delta S_1} + \sigma_{\text{ш}}^2; \quad m_{z_2} = P_{\Delta S_2} + \sigma_{\text{ш}}^2; \quad D_{z_1} = \frac{\sigma_{\text{ш}}^4}{\tau_1 \Delta F}; \quad D_{z_2} = \frac{\sigma_{\text{ш}}^2 (\sigma_{\text{ш}}^2 + 2P_{\Delta S_2})}{\tau_1 \Delta F}, \quad (21)$$

откуда вероятности ложной тревоги и правильной селекции ложного сигнала:

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

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt$ - интеграл вероятности; $\ell_{\Pi} = m_{z1} + \sqrt{D_z} \Phi^{-1}(1-F)$ -

порог; $\Phi^{-1}(\bullet)$ - функция, обратная интегралу вероятности.

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМА

Исследование эффективности алгоритма проводилось по соотношениям (19)-(22) для варианта-1 "быстрых" искажений ложного сигнала в сравнении с истинным и путем имитационного моделирования (для обоих вариантов). Использовалась математическая модель, воспроизводящая процедуры согласованной фильтрации, поиска максимума модуля отклика сигнала на выходе СФ, аппроксимации отклика, оценивания времени задержки, компенсации, вычисления решающих статистик (12), (13) и сравнения их с порогами.

На рисунке 1 приведены отдельные зависимости, иллюстрирующие работоспособность предлагаемого способа для случая "медленных" отличий ложного сигнала от истинного. В качестве истинного рассматривался ЛЧМ сигнал с $\tau_1 = 10$ мкс и коэффициентом сжатия 100 при $q_1^2 = 40$ дБ; $\Delta F = 40$ МГц. Для ложного сигнала $\tau_2 = 9$ мкс.

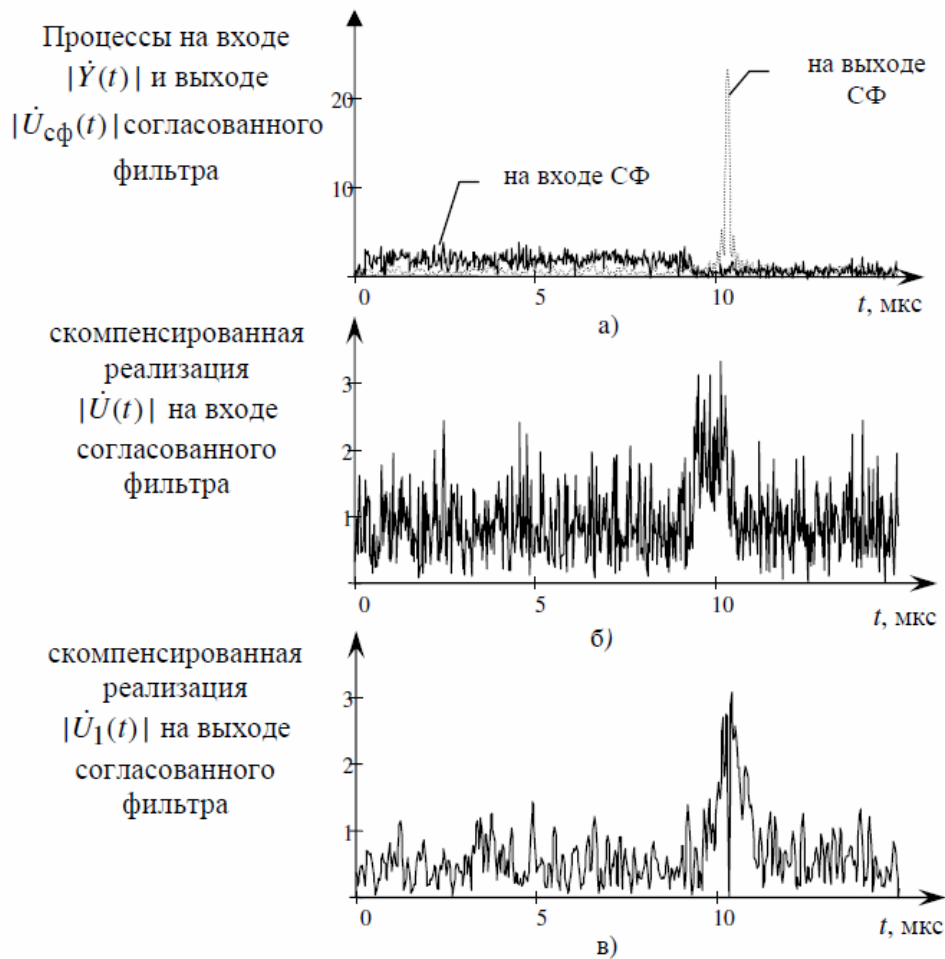


Рис. 1. Характерный вид сигналов при реализации алгоритма селекции: а - реализации на входе и выходе согласованного фильтра, б – скомпенсированная реализация, в – скомпенсированной реализации при повторном прохождении СФ

Как видно из рисунка 1в, при наличии ложного сигнала в окрестности максимума отклика исходного сигнала формируется всплеск выходного напряжения, амплитуда которого пропорциональна амплитуде ложного сигнала и отличием квадрата модуля ВКФ истинного и ложного сигнала от единицы. Характерной чертой этого всплеска является равенство нулю амплитуды напряжения на выходе согласованного фильтра в момент времени \hat{t} . В данном примере по скомпенсированной реализации на выходе СФ возможна достаточно уверенная селекция ложного сигнала. Если же на входе присутствует истинный сигнал, то он полностью компенсируется и напряжение на выходе СФ в окрестности точки \hat{t} будет по своим статистическим характеристикам неотличимо от шумового.

На рисунке 2 приведены плотности вероятности статистики (12) 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.

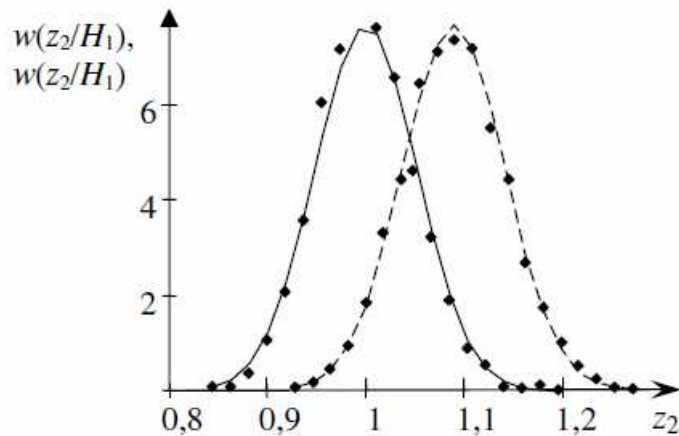


Рис.2. Плотности вероятности статистики z_2 энергетического обнаружителя

На рисунке 3 приведены зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения $q_2^2 = 2E_2 / N_0$ в каналах энергетического (рисунок 3а) и амплитудного (рисунок 3б) обнаружения. Для зависимостей на рисунке 3а ложный сигнал формируется путем наделения истинного амплитудной модуляцией гармоническим сигналом с частотой, в 5 раз превышающей девиацию частоты истинного ЛЧМ сигнала, при индексе модуляции 0,5; 0,25 и 0,1 (кривые 1, 2 и 3). При этом значение ВКФ в максимуме составляет 0,944; 0,984 и 0,997, соответственно. Отметим, что в этом случае форма ложного сигнала на выходе СФ неотличима от формы истинного в том числе, и при предельном высоком отношении сигнал/шум, так как паразитные компоненты спектра ложного сигнала (кратные частоте модуляции) находятся вне полосы частот согласованного фильтра. Кривые 1, 2 и 3 на рисунке 3б соответствуют отличиям длительности сигнала от истинного значения на 10, 5 и 1% при ВКФ в максимуме 0,949; 0,975 и 0,995. Требуемое отношение сигнал/шум для вероятности селекции 0,8 составляет в этом случае 33...44 дБ.

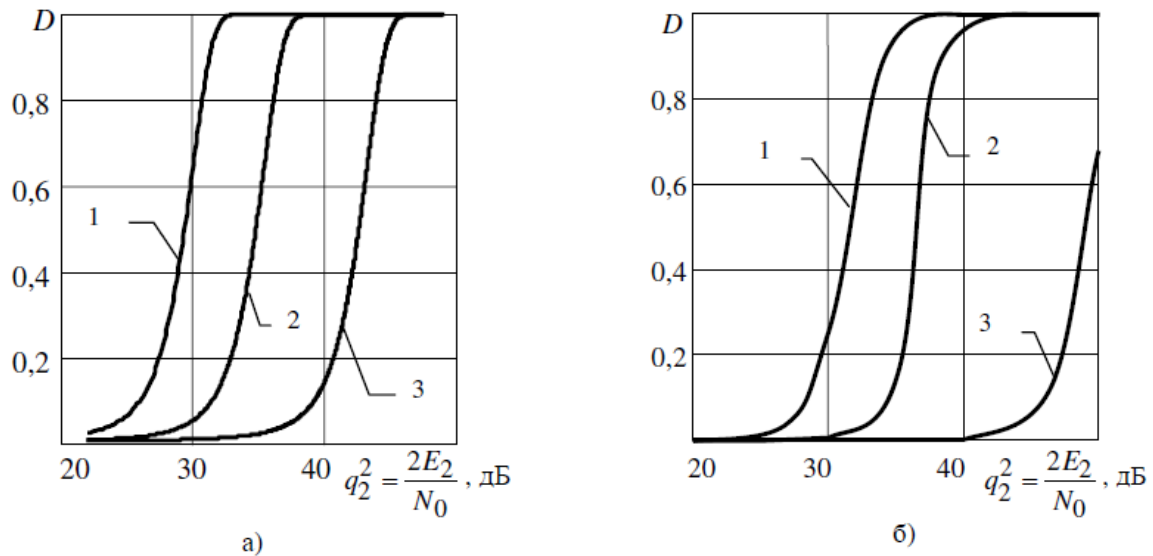


Рис. 3. Зависимости вероятности правильной селекции ложного сигнала от отношения сигнал/шум в каналах энергетического (а) и амплитудного (б) обнаружения

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В предлагаемом алгоритме для селекции имитационных помех используется минимальный объем априорной информации, заключающийся в наличии отличий ложного сигнала от истинного. Алгоритм обеспечивает уверенную селекцию ИП при типовых их отличиях от истинных сигналов в области характерных для практических применений отношений сигнал/шум и может быть использован разработчиками радиотехнических средств, функционирующих в конфликтных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

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. Перунова Ю.М. 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. Kupriyanov A. I. Sakharov A.V. Theoretical fundamentals of electronic warfare. M.: Higher school book, 2007. - 356 p.
2. Perunov, Yu. M., Fomichev K. I., Iudin L. M. Radio-Electronic suppression of information channels of weapon control systems / ed. of Y. M. Perunov. M.: Radioengineering, 2008. - 416 p.
3. Modern electronic warfare. Methodological issues / ed. by V. G. Radzievskiy. Moscow: Radioengineering, 2006. - 424 p.

4. Sosulin Yu. G., Kostrov V. V., Parshin Yu. N. Evaluation and correlation signal processing and noise compensation. M: Radioengineering, 2014. - 632 p.
5. Tikhonov, V. I. Statistical radioengineering. M.: Sov. radio, 1966. - 680 p.
6. Theoretical bases of radar / ed. by J. D. Shirman. – M.: Sov. radio, 1970. - 560 p.