

# КВАЗИПРАВДОПОДОБНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ И БЕЛОГО ШУМА\*

П. А. Трифонов<sup>1</sup>, И. В. Гущин<sup>1</sup>, М. Б. Беспалова<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил  
"Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина",

<sup>2</sup> Воронежский государственный университет

Поступила в редакцию 15.03.2014 г.

**Аннотация:** в статье проанализирована возможность использования сверхширокополосных сигналов для совершенствования создаваемых радиотехнических средств, расширения их возможностей и улучшения качественных характеристик.

Выполнен синтез и анализ алгоритмов обнаружения сверхширокополосных сигналов неизвестной формы на фоне узкополосных помех с неизвестными параметрами и гауссовского белого шума. Используемый метод — метод максимального правдоподобия. Проведено исследование влияния наличия априорной неопределённости о форме, длительности и амплитуде принимаемого сигнала на эффективность его обнаружения.

Выполнен расчёт проигрыша в отношении сигнал-шум для различных вариантов форм принимаемого и ожидаемого сигналов. В качестве конкретных примеров принимаемого и ожидаемого сигналов рассматривались импульс Гаусса и импульс Лоренца. Показана зависимость отношения сигнал-шум на выходе обнаружителя от отношения длительностей принимаемого и ожидаемого сигналов.

**Ключевые слова:** сверхширокополосный сигнал, обнаружение на фоне помех, априорная неопределённость, проигрыш в отношении сигнал-шум, импульс Гаусса, импульс Лоренца.

## THE QUAZI-LIKELIHOOD DETECTION OF THE ULTRA-WIDEBAND SIGNALS WITH UNKNOWN SHAPE AGAINST THE BACKGROUND OF THE NARROW-BAND INTERFERENCES AND WHITE GAUSSIAN NOISE

P. A. Trifonov, I. V. Gushchin, M. B. Bespalova

**Abstract:** in the article the possibility of the ultra-wideband signals use for radio aids development and their performance improvement is analyzed.

The synthesis and analysis of the ultra-wideband signals of unknown shape detecting algorithms in the presence of narrowband interference with unknown parameters and Gaussian white noise is performed. The method used is the method of maximum likelihood. The priori uncertainty of the received form, duration and amplitude influence on the signal detection efficiency is researched.

The calculation of the signal-to-noise ratio loss for different forms of received and expected signals is made. As a specific example of received and expected signals Gaussian pulse and Lorentz pulse are considered. The dependence of the signal-to-noise ratio at the detector output on the durations ratio of the received and expected signals is showed.

**Keywords:** ultra-wideband signal, against the background of interference detection, a priori uncertainty, of loss of signal-to-noise, impulse Gauss, impulse Lorentz.

\* Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект 13-01-97504)

© Трифонов П. А., Гущин И. В., Беспалова М. Б., 2014

Непрерывно продолжающееся развитие науки и технологий требует постоянного совершенствования создаваемых технических средств, расширения их возможностей и улучшения качественных характеристик. Один из возможных путей решения этой проблемы заключается в использовании новых нетрадиционных видов сигналов. Такими, в частности, являются сверхширокополосные сигналы (СШПС). Основное их преимущество перед традиционными узкополосными и широкополосными сигналами – это то, что СШПС переносят в  $\eta_0/\eta_n \gg 1$  раз большее количество информации. Здесь  $\eta_0 = \Delta f/f_0$  – показатель широкополосности СШПС,  $f_0 = (f_{\max} + f_{\min})/2$  – средняя частота сигнала,  $\Delta f = f_{\max} - f_{\min}$  – ширина полосы частот,  $f_{\max}, f_{\min}$  – максимальная и минимальная частоты,  $\eta_n$  определяется для узкополосных сигналов аналогично. Также СШПС обладают более высокой разрешающей способностью. Платой за получаемые преимущества является принципиальная неприменимость для СШПС как традиционных методов генерации, излучения, приема и обработки сигналов, так и соответствующих технических средств [1] основанных на преобразовании Фурье, использовании резонансных свойств элементов и устройств. В последние годы СШП сигналы успешно применяются в различных областях науки и техники. Более того, сегодня СШП технологии продолжают бурное и стремительное развитие, о чем свидетельствует как постоянно увеличивающееся количество публикаций, так и продвижение на рынок соответствующих технических изделий и средств [2]–[7].

В настоящее время СШП технологии находят все более широкое применение практически во всех современных и перспективных радиосистемах.

*В системах телекоммуникации по следующим причинам:*

– относительно небольшой сложности и низкой стоимости, высокой скрытности работы, хорошей электромагнитной совместимости с узкополосными системами, работающими в той же полосе частот, устойчивости к интерференционным замираниям при многолучевом распространении и к взаимным помехам, очень высокого разрешения во временной области, возможности передачи данных и локации объекта одним и тем же беспроводным устройством, а также благодаря высокой скорости передачи данных (сотни Мбит/сек).

*В сверхширокополосных радиолокационных системах (СШП РЛС), к которым относятся СШП РЛС:*

- подповерхностного зондирования;
- обнаружения низколетящих целей;
- обнаружения объектов, маскируемых кронами деревьев;
- обнаружения и идентификации целей;
- для биорадиолокации;
- авиационных комплексов дозора;
- обзора и сопровождения цели;
- для охранных систем и т.д.

*В системах дистанционного зондирования (СДЗ), к которым относятся СДЗ:*

– подповерхностного земной коры и ледяного покрова;

– гидросферы, атмосферы, ионосферы, магнитосферы;

– поверхности Земли с борта самолёта и с борта искусственного спутника Земли (ИСЗ);

– планет Солнечной системы;

– плазменных сред;

– тела человека при деятельности служб спасения, подразделений по борьбе с терроризмом и в биомедицине.

*В системах, выполняющих специальные задачи:*

– специальные системы связи для антитеррористических подразделений (ФСБ, ФСКН, ГРУ ГШ и т.д.);

- специальные системы связи для управления военными силами и средствами, а также беспилотными аппаратами и роботами;
- мобильные многоканальные системы телерадиоуправления технологическими процессами и оборудованием (атомная промышленность, транспорт, строительство, управление роботами при чрезвычайных ситуациях);
- промышленные системы беспроводной связи для внутриобъектовой передачи мультимедиа информации в условиях мощных промышленных помех (транспорт, тяжёлая промышленность, нефтехимические комплексы) и т.д.

Рассмотрим, что понимают под СШПС в настоящее время. На сегодняшний день имеется несколько определений СШПС. В [2] сверхширокополосность определяют по величине относительной полосы частот  $\eta_0 = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}$ . Радиолокационные сигналы, для которых  $\eta_0 \approx 1$ , считают сверхширокополосными.

Известно несколько иное определение относительной полосы частот [1]  $\eta_1 = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}$ , при этом сигналы, у которых  $\eta_1 \leq 0,01$ , относят к узкополосным,  $0,01 \leq \eta_1 \leq 0,25$  — к широкополосным,  $0,25 \leq \eta_1 \leq 1$  — к сверхширокополосным.

Отметим некоторую ограниченность этих определений СШПС в отношении СШП систем [2]. Так, системы, излучающие короткие радиоимпульсы (например, с шириной спектра 1 ГГц), с частотой заполнения, в несколько раз превышающей ширину спектра (например, 3 ГГц), будут относиться к узкополосным. В то же время очевидно, что они обладают рядом свойств СШП систем. Чтобы подчеркнуть данное обстоятельство, системы и сигналы такого типа называют короткоимпульсными или сверхкороткими [2], [3], [6].

Однако возникает естественный вопрос, какой импульс можно считать коротким и с чем его сравнивать? Известно, что расширение полосы частот повышает информативность системы в случае, когда пространственная длительность сигнала  $ct$  меньше размера излучающей (приемной) структуры или отражающего объекта  $L$ . Поэтому более точное и физически обоснованное разграничение сигналов и систем по ширине полосы дает следующее определение [2]: при  $L/ct \ll 1$  система и сигнал являются узкополосными, при  $L/ct \approx 1$  — широкополосными и при  $L/ct \gg 1$  — сверхширокополосными. Здесь  $c$  — скорость света,  $\tau$  — длительность импульса. Согласно последнему, сверхкороткие импульсы могут как относиться, так и не относиться к СШПС. Здесь опять подразумевается величина разрешения по дальности, сравниваемая с антенной или объектом. То есть один и тот же сигнал может быть сверхширокополосным для одного объекта и не быть таковым для другого.

В работах [2], [3], [6] были синтезированы алгоритмы обнаружения СШПС на фоне только гауссовского белого шума (ГБШ). В реальных условиях при обнаружении на входе приемника наблюдается не только смесь сигнала и белого шума, но и могут присутствовать другие помеховые воздействия. В работах [1], [2] рассматривались алгоритмы обнаружения СШПС на фоне помех в качестве, моделей которых использовался гауссовский узкополосный процесс (ГУП). Для повышения эффективности обнаружения предлагалось использование режекторного фильтра (РФ).

Во всех рассмотренных работах [1]–[6] форма сигнала считалась известной, однако в реальных условиях форма обнаруживаемого сигнала неизвестна, так как меняется при отражении от объекта (например, в радиолокации), при распространении в атмосфере (навигация, связь), а при мониторинге форма сигнала неизвестна априори. В данной работе предполагается решить задачу обнаружения СШПС неизвестной формы на фоне ГУП и ГБШ. Характеристики узкополосной помехи также могут быть неизвестны.

Поскольку характеристики узкополосной помехи предполагаются априори неизвестными, выполним синтез обнаружителя, оптимального для приема СШПС на фоне только белого шума.

Пусть на интервале времени  $t \in [0; T]$  при отсутствии сигнала наблюдается реализация

вида

$$x(t) = n(t) + \xi(t), \quad (\text{гипотеза } H_0). \quad (1)$$

Здесь  $n(t)$  — ГБШ с односторонней спектральной плотностью  $N_0$ ,  $\xi(t)$  — узкополосная помеха, в качестве модели, которой используем, как наиболее универсальную, узкополосный стационарный гауссовский процесс  $\xi(t)$  с нулевым средним  $\langle \xi(t) \rangle = 0$  и корреляционной функцией  $\langle \xi(t)\xi(t + \Delta) \rangle = B_\xi(\Delta)$ .

Спектральную плотность помехи запишем как  $G_\xi(\omega) = \frac{\gamma_\xi}{2} \left[ g_\xi \left( \frac{\omega_{0\xi} - \omega}{\Omega_\xi} \right) + g_\xi \left( \frac{\omega_{0\xi} + \omega}{\Omega_\xi} \right) \right]$ , где  $\Omega_\xi = \int_0^\infty G_\xi^2(\omega) d\omega / \max_\omega G_\xi^2(\omega)$  — эквивалентная полоса частот помехи, а  $\omega_{0\xi}$  — центральная частота. Так как помеха узкополосная, то выполняется условие  $\Omega_\xi \ll \omega_{0\xi}$ . Функция  $g_\xi(x)$  описывает форму спектральной плотности помехи и удовлетворяет условию:  $g_\xi(x) \geq 0$ ,  $g_\xi(x) = g_\xi(-x)$ ,  $\max g_\xi(x) = 1$ ,  $\int_{-\infty}^\infty g_\xi^2(x) dx = 1$ . Процессы  $n(t)$  и  $\xi(t)$  статистически независимы.

При наличии сигнала на входе приемника наблюдается реализация вида

$$x(t) = s_0(t) + n(t) + \xi(t), \quad (\text{гипотеза } H_1), \quad (2)$$

где  $s_0(t)$  — полезный сигнал, форма которого априори неизвестна, но известно, что ширина его спектра во много раз превосходит ширину спектра помехи  $\xi(t)$ .

Выполним синтез обнаружителя сигнала  $s_1(t)$  (ожидаемого), который в общем случае не совпадает с принимаемым  $s_0(t)$  ( $s_0(t) \neq s_1(t)$ ). На выходе такого обнаружителя формируется величина  $L_1$ , которая сравнивается с порогом

$$L_1 = \frac{2}{N_0} \int_0^T x(t) s_1(t) dt \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} h. \quad (3)$$

Решение о наличии сигнала принимается, если  $L_1 > h$  (гипотеза  $H_1$ ), и об отсутствии, если  $L_1 < h$  (гипотеза  $H_0$ ). Здесь  $h$  — порог обнаружения сигнала.

Величина  $L_1$  (3) является гауссовской случайной величиной [1], [2], и её математическое ожидание и дисперсию можно представить как

$$m_i = \langle L_i | H_i \rangle = 0, \quad \sigma_i^2 = \langle (L_i - m_i)^2 | H_i \rangle, \quad (4)$$

где  $H_i$  ( $i = 0, 1$ ) — гипотеза об отсутствии или наличии сигнала.

Подставляя (3) в (4) находим

$$m_0 = \langle L_1 | H_0 \rangle, m_1 = \langle L_1 | H_1 \rangle = \frac{2}{N_0} \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt = z_0^2 R_s \sqrt{\kappa}, \quad (5)$$

где

$$z_0^2 = \frac{2E_0}{N_0} \quad (6)$$

— отношение сигнал-шум (ОСШ) для принятого сигнала, при наличии только ГБШ,  $E_i = \int_0^T s_i^2(t) dt$  — энергия соответствующего сигнала ( $i = 0, 1$ ),  $\kappa = E_1/E_0$  — отношение энергий ожидаемого и принимаемого сигналов.

$$R_s = \int_0^T s_0(t) s_1(t) dt / \sqrt{E_0 E_1} \quad (7)$$

— коэффициент корреляции принимаемого и ожидаемого сигналов.

Используя (1)–(4) найдем дисперсию случайной величины (3)

$$\begin{aligned} \sigma_2 &= \sigma_2(L_1|H_0) = \frac{4}{N_0^2} \left\langle \left[ \int_0^T [n(t) + \xi(t)]s_1(t)dt \right]^2 \right\rangle = \frac{4}{N_0^2} \left\langle \left[ \int_0^T n(t)s_1(t)dt \right]^2 \right\rangle + \\ &+ \frac{4}{N_0^2} \left\langle \left[ \int_0^T \xi(t)s_1(t)dt \right]^2 \right\rangle = \frac{2}{N_0} \int_0^T s_1^2(t)dt + \frac{4}{N_0^2} \int_0^T \int_0^T B_\xi(t_1 - t_2)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2 = \\ &= z_0^2\kappa + \frac{4}{N_0^2} \int_0^T \int_0^T B_\xi(t_2 - t_1)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2. \end{aligned} \quad (8)$$

Поскольку  $L_1$  (3) является гауссовской случайной величиной, для вероятностей ошибки 1-го рода (ложной тревоги)  $\alpha$  и ошибки 2-го рода (пропуска сигнала)  $\beta$  можно записать [1], [2]

$$\alpha = P(L_1 > h|H_0) = 1 - \Phi\left(\frac{h - m_0}{\sigma}\right), \quad (9)$$

$$\beta = P(L_1 < h|H_1) = \Phi\left(\frac{h - m_1}{\sigma}\right). \quad (10)$$

Здесь  $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-\frac{t^2}{2})dt$  — интеграл вероятности.

Воспользовавшись для определенности критерием Неймана–Пирсона, найдем из (9) значение порога

$$h = m_0 + \sigma \text{arc}\Phi(1 - \alpha), \quad (11)$$

который обеспечивает уровень ложных тревог  $\alpha$ . Здесь  $\text{arc}\Phi(x)$  — функция, обратная интегралу вероятности  $\Phi(x)$ . Подставляя (11) в (10), получаем для вероятности пропуска сигнала выражение

$$\beta = \Phi[\text{arc}\Phi(1 - \alpha) - z],$$

где

$$z_2 = \frac{(m_1 - m_0)^2}{\sigma_2}, \quad (12)$$

— отношение сигнал–шум (ОСШ) по мощности на выходе обнаружителя (3).

Подставляя в (12) выражения (5) и (8) получаем, что  $z_2 = z_0^2/\chi$ , где

$$\chi = \chi_1/R_s^2, \quad (13)$$

$$\chi_1 = 1 + \frac{2}{N_0} \int_0^T \int_0^T B_\xi(t_2 - t_1)s_1(t_1)s_1(t_2)dt_1dt_2 / \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t)dt. \quad (14)$$

Величина (13) показывает, во сколько раз уменьшилось ОСШ вследствие незнания формы сигнала и воздействия ГУП.

Анализируя (13) и (14) видим, что при  $B_\xi(t_2 - t_1) \equiv 0$  (ГУП отсутствует) получим  $\chi = 1/R_s^2$  — проигрыш вследствие незнания формы сигнала при наличии только ГВШ. При совпадении ожидаемого и принимаемого сигналов то есть  $s_0(t) \equiv s_1(t)$  из (7) получаем  $R_s = 1$ , и тогда  $\chi = \chi_1$  — проигрыш вследствие воздействия ГУП при использовании алгоритма оптимального, когда присутствует только ГВШ.

Иногда для расчета потерь в эффективности обнаружения СШПС вследствие незнания его формы и наличия ГУП удобно использовать спектральное представление. Обозначим

$S_i(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t) \exp(-j\omega t) dt$ , ( $i = 0, 1$ ) — спектр соответствующего сигнала, а  $G_\xi(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} B_\xi(\Delta) \exp(-j\omega\Delta) d\Delta$  — спектральная плотность ГУП.

Пусть время наблюдения  $T$  много больше длительности сигналов  $s_0(t)$  и  $s_1(t)$ , тогда в формулах для ОСШ при наличии только ГВШ (6), а также в выражениях (7) и (14) пределы интегрирования можно заменить на бесконечные

$$z_0 = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} s_0^2(t) dt, \quad (15)$$

$$R_s = \int_{-\infty}^{\infty} s_0(t) s_1(t) dt / \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} s_0^2(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t) dt}, \quad (16)$$

$$\chi_1 = 1 + \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B_\xi(t_2 - t_1) s_1(t_1) s_1(t_2) dt_1 dt_2 / \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t) dt. \quad (17)$$

В спектральном представлении корреляционная функция помехи и принимаемый СШПС запишутся как

$$B_\xi(\Delta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega) \exp(j\omega\Delta) d\omega, \quad s_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega. \quad (18)$$

В соответствии с теоремой Парсеваля  $\int_{-\infty}^{\infty} s_i^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_i^2(j\omega)|^2 d\omega$  и (15) можем переписать как

$$z_0^2 = \frac{1}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S_0^2(j\omega)|^2 d\omega. \quad (19)$$

Подставляя (18) в (16) и снова используя теорему Парсеваля, получаем

$$R_s = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} S_0(j\omega) s_1(t) \exp(j\omega t) dt d\omega \left\{ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_0^2(j\omega)|^2 d\omega \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_1^2(j\omega)|^2 d\omega \right\}^{-1/2} = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} S_0(j\omega) S_1^*(j\omega) d\omega / \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} |S_0^2(j\omega)|^2 d\omega \int_{-\infty}^{\infty} |S_1^2(j\omega)|^2 d\omega}. \quad (20)$$

Далее аналогично подставим (18) в (17)

$$\chi_1 = \\ = 1 + \frac{2}{2\pi N_0} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega) \exp[j\omega(t_2 - t_1)] s_1(t_1) s_1(t_2) dt_1 dt_2 d\omega / \left[ \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |S_1^2(j\omega)|^2 d\omega \right] = \\ = 1 + \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} G_\xi(\omega) |S_1^2(j\omega)|^2 d\omega / \int_{-\infty}^{\infty} |S_1^2(j\omega)|^2 d\omega. \quad (21)$$

Конкретизируем полученные выражения для принимаемого и ожидаемого сигналов с различающимися формой, амплитудой и длительностью  $s_i(t) = a_i f_i(t/\tau_i)$ , где  $a_i$  — амплитуда соответствующего сигнала,  $\tau_i = \int_{-\infty}^{\infty} s_i^2(t) dt / \max_t s_i^2(t)$  — эквивалентная длительность, а  $f_i(x)$  — описывает форму СШПС и нормирована так что  $\max f_i(x) = \int_{-\infty}^{\infty} f_i^2(x) dx = 1$ . Обозначим  $\kappa = \tau_1/\tau_0$ , тогда из (16) получаем

$$R_s = \sqrt{\kappa} \int_{-\infty}^{\infty} f_0(x\kappa) f_1(x) dx. \quad (22)$$

В качестве конкретного примера рассмотрим эффективность обнаружения импульса Гаусса вида

$$f_G(x) = \exp(-\pi x^2/2) \quad (23)$$

и импульса Лоренца

$$f_L(x) = [1 + \exp(\pi x^2/2)]^{-1}. \quad (24)$$

Найдем потери в эффективности обнаружения (21) вследствие отличий форм принимаемого и ожидаемого сигналов и различий их длительностей для случаев, когда:

1. Принимаемый и ожидаемый сигнал — импульсы Гаусса с различной длительностью;
2. Принимаемый и ожидаемый сигнал — импульсы Лоренца с различной длительностью;
3. Принимаемый сигнал — импульс Гаусса, а ожидаемый сигнал — импульс Лоренца, с различной длительностью;
4. Принимаемый сигнал — импульс Лоренца, а ожидаемый сигнал — импульс Гаусса, с различной длительностью.

При построении графиков, показывающих зависимость проигрыша в ОСШ, примем следующие условия  $\varepsilon = 0,01$ ;  $\kappa \in (0, 1; 10)$ , а вид линии для различных значений показателя отношения спектральных плотностей узкополосных помех и белого гауссовского шума будет следующим:

$q = 10 \rightarrow$  сплошная линия;  $q = 100 \rightarrow$  пунктирная линия;  $q = 500 \rightarrow$  штриховая линия;  $q = 1000 \rightarrow$  штрих-пунктирная линия.

Проведём расчёт величин (20) и (21) для случая (1):

$$R_{sG} = \sqrt{\frac{2}{\kappa + \frac{1}{\kappa}}},$$

$$\chi_G(\kappa) = \chi_1 / R_{sG}^2 = \frac{1 + q\varepsilon}{2} \left( \kappa + \frac{1}{\kappa} \right) \quad (25)$$

— проигрыш в ОСШ вследствие различия длительностей принимаемого и ожидаемого сигналов.

График, показывающий зависимость  $\chi_G(\kappa) = \frac{1+q\varepsilon}{2} \left( \kappa + \frac{1}{\kappa} \right)$  представлен на рис. 1.

Анализ рис. 1 показывает, что в случае, когда принимаемый и ожидаемый сигналы являются импульсами Гаусса, проигрыш в ОСШ будет минимальным при совпадении длительностей принимаемого и ожидаемого сигналов ( $\kappa = 1$ ). При этом, наличие проигрыша, отличного от  $\chi = 1$  (ситуация, когда проигрыш в ОСШ отсутствует) обусловлено влиянием на эффективность обнаружения ГУП.

Далее проведём расчёт величин (20) и (21) для случая (2):

$$R_{sL} = \sqrt{\kappa} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dx}{\left[1 + \left(\frac{x\pi\kappa}{2}\right)^2\right] \left[1 + \left(\frac{\pi x}{2}\right)^2\right]} = \frac{2\sqrt{\kappa}}{\kappa + 1},$$

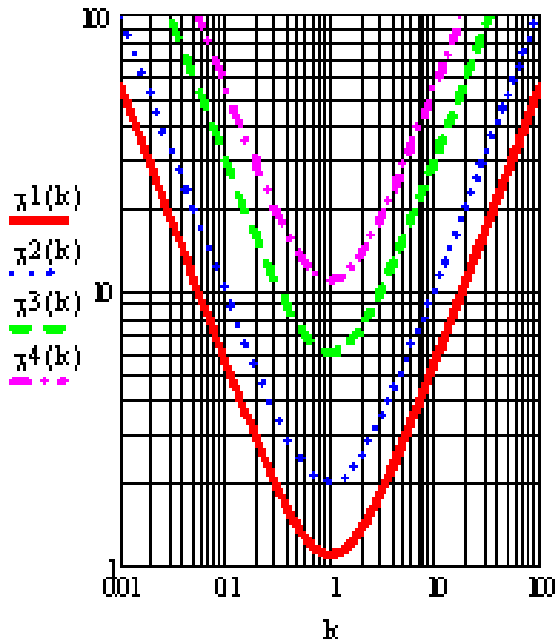


Рис. 1. Зависимости проигрыша в отношении сигнал-шум, когда принимаемый и ожидаемый сигналы являются импульсами Гаусса, вследствие отличия их длительностей.

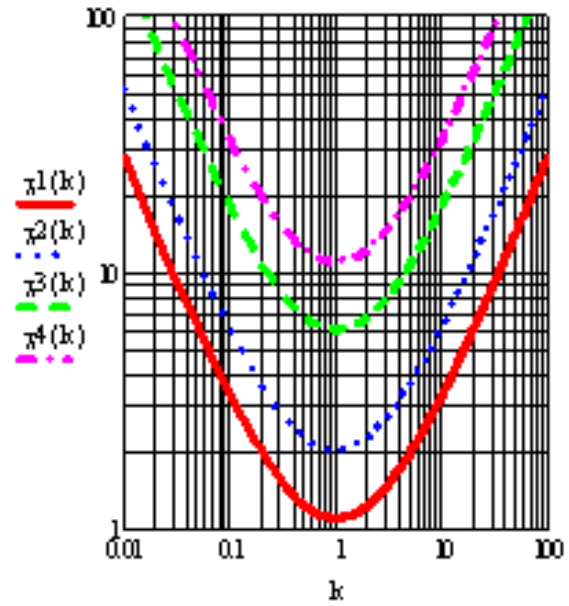


Рис. 2. Зависимости проигрыша в отношении сигнал-шум, когда принимаемый и ожидаемый сигналы являются импульсами Лоренца, вследствие отличия их длительностей.

$$\chi_L(\kappa) = \frac{\chi_1}{R_{sL}^2} = \frac{1 + q\varepsilon}{\left(\frac{2\sqrt{\kappa}}{\kappa+1}\right)^2} = \frac{(1 + q\varepsilon)(\kappa + 1)^2}{4\kappa}. \quad (26)$$

— коэффициент, показывающий проигрыш в ОСШ вследствие априорной неопределённости, когда принимаемый и ожидаемый сигналы являются импульсами Лоренца.

График, показывающий зависимость  $\chi_L(\kappa) = \frac{(1+q\varepsilon)(\kappa+1)^2}{4\kappa}$  представлен на рис. 2. Анализ аналогичен случаю 1.

Проведём расчёт величин (20) и (21) для случая 3:

$$R_{GL} = \sqrt{\kappa} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp\left[-\frac{\pi}{2}(x\kappa)^2\right]}{1 + \left(\frac{\pi x}{2}\right)^2} dx = 2\sqrt{\kappa} \exp\left(\frac{2\kappa^2}{\pi}\right) \sqrt{2} \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{4\kappa^2}{\pi}}\right)\right],$$

$$\chi_{GL}(\kappa) = \frac{\chi_1}{R_{GL}^2} = \frac{1 + q\varepsilon}{16\kappa \exp(4\kappa^2/\pi) \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{4\kappa^2}{\pi}}\right)\right]^2}. \quad (27)$$

— коэффициент, показывающий проигрыш в ОСШ вследствие априорной неопределённости, когда принимаемый сигнал является импульсом Гаусса, а ожидаемый сигнал является импульсом Лоренца.

График, показывающий зависимость (27) представлен на рис. 3.

Анализ зависимостей показывает, что в случае, когда принимаемый сигнал является импульсом Гаусса, а ожидаемый сигнал является импульсом Лоренца, проигрыш в отношении сигнал-шум будет минимальным при отношении длительностей принимаемого и ожидаемого



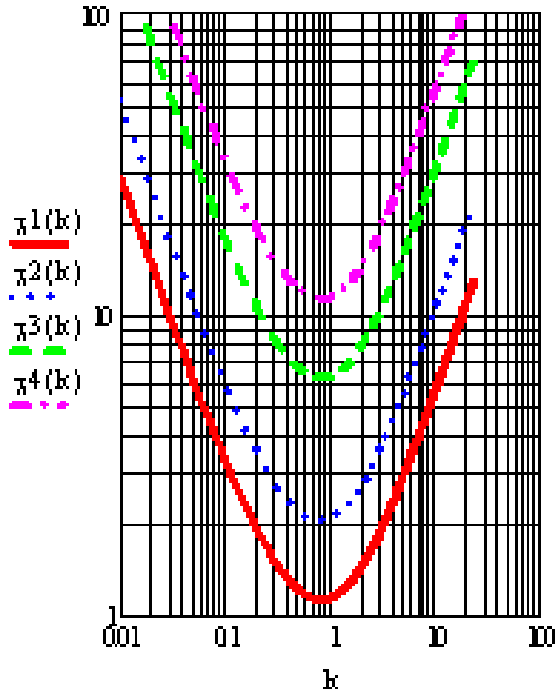


Рис. 3. Зависимости проигрыша в отношении сигнал-шум, когда принимаемый сигнал является импульсом Гаусса, а ожидаемый сигнал является импульсом Лоренца, вследствие отличия их длительностей.

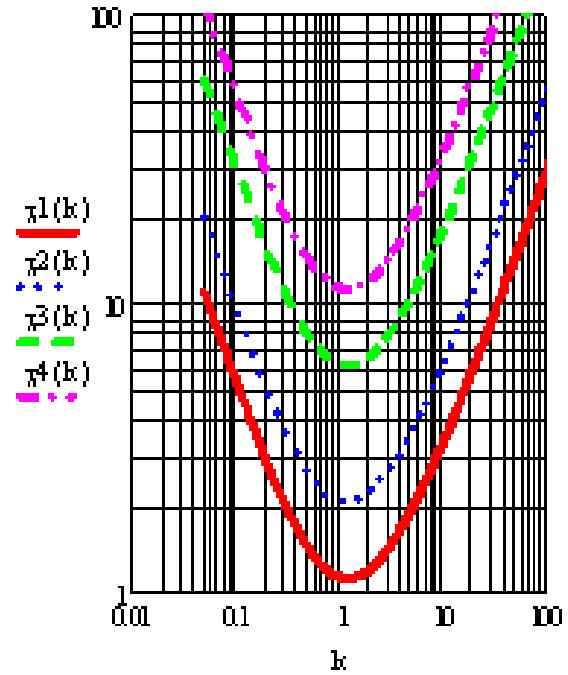


Рис. 4. Зависимости проигрыша в отношении сигнал-шум, когда принимаемый сигнал является импульсом Лоренца, а ожидаемый сигнал является импульсом Лоренца, вследствие отличия их длительностей.

сигналов  $\kappa < 1$ . То есть в этом случае снижение ОСШ на выходе приемника обуславливается, кроме всего прочего, различием форм принимаемого и опорного сигналов. Также видим, что для получения минимального проигрыша в ОСШ, длительность принимаемого сигнала должна быть больше длительности ожидаемого. Изменение проигрыша в ОСШ при увеличении  $\kappa$  аналогично случаю 1.

Проведём расчёт величин (20) и (21) для случая (4):

$$R_{s(LG)} = \sqrt{\kappa} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp\left(-\frac{\pi x^2}{2}\right)}{1 + \left(\frac{\pi \kappa x}{2}\right)^2} dx = \frac{4 \exp\left(\frac{2}{\pi \kappa^2}\right)}{\sqrt{\kappa}} \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{4}{\pi \kappa^2}}\right)\right].$$

$$\chi_{LG}(\kappa) = \frac{\chi_1}{R_{s(LG)}^2} = \chi_{LG}(\kappa) = \kappa(1 + q\varepsilon) / \left\{ 16 \exp\left(\frac{4}{\pi \kappa^2}\right) \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{4}{\pi \kappa^2}}\right)\right]^2 \right\} \quad (28)$$

График, показывающий зависимость (28) представлен на рис. 4.

Анализ показывает, что когда принимаемый сигнал является импульсом Лоренца, а ожидаемый импульсом Гаусса, проигрыш в отношении сигнал-шум будет минимальным при отношении длительностей принимаемого и ожидаемого сигналов  $\kappa > 1$ . То есть в этом случае для эффективного обнаружения длительность принимаемого сигнала должна быть меньше длительности опорного. Изменение проигрыша в ОСШ при увеличении  $\kappa$  аналогично случаю 1.

При значениях  $\varepsilon = 0,01$  и  $q = 100$  аналитическое представление показателя проигрыша  $\chi(\kappa)$  от отношения длительностей, принимаемого и ожидаемого сигналов  $\kappa$  для выше рас-

смотренных примеров примет следующий вид:

$$\chi_G(\kappa) = \kappa + 1/\kappa \tag{29}$$

$$\chi_L(\kappa) = 1 + 0,5(\kappa + 1/\kappa) = 1 + \chi_G(\kappa)/2 \tag{30}$$

$$\chi_{GL}(\kappa) = 1 / \left\{ 8\kappa \exp\left(\frac{4\kappa^2}{\pi}\right) \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{4\kappa^2}{\pi}}\right)\right]^2 \right\} \tag{31}$$

$$\chi_{LG}(\kappa) = \kappa / \left\{ 8 \exp\left(\frac{4}{\pi\kappa^2}\right) \left[1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2}{\pi\kappa^2}}\right)\right]^2 \right\} \tag{32}$$

Графическая зависимость показателя проигрыша в ОСШ (29)...(32) для различных вариантов форм принимаемых и ожидаемых сигналов представлена на рис. 5.

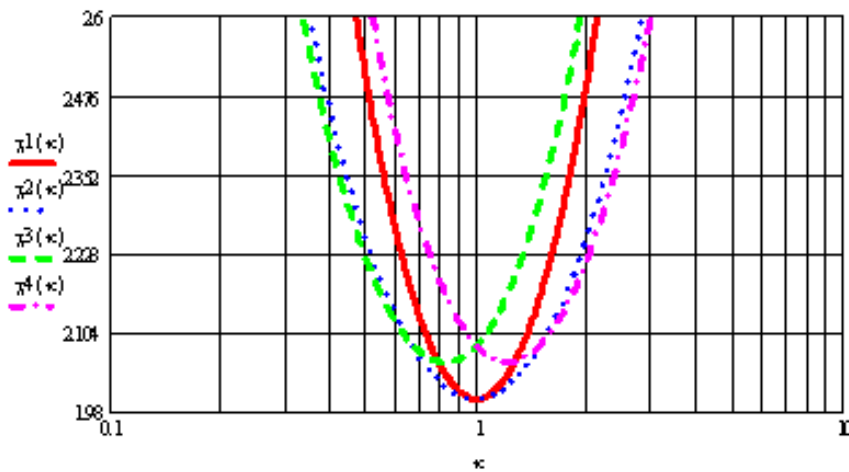


Рис. 5. Зависимости проигрыша в отношении сигнал-шум для различных вариантов форм принимаемых и ожидаемых сигналов.

Сплошная линия соответствует случаю 1, пунктирная — 2, штриховая — 3, а штрих пунктирная — 4.

Анализ полученных зависимостей показывает, что в случае, когда форма ожидаемого и принимаемого сигналов совпадает, проигрыш в ОСШ будет минимальным, если длительности принимаемого и ожидаемого сигналов одинаковые. При различающихся формах принимаемого и ожидаемого сигналов проигрыш в ОСШ будет минимальным при различных длительностях принимаемого и ожидаемого сигналов. Для случая, когда принимаемый сигнал является импульсом Гаусса, а ожидаемый сигнал является импульсом Лоренца, минимальное значение проигрыша в ОСШ будет равно 2,06 (то есть  $\chi_{GL}(\kappa)_{\min} = 2,06$  при  $\kappa = 0,82$ ). В случае, когда принимаемый сигнал является импульсом Лоренца, а ожидаемый сигнал является импульсом Гаусса, минимальное значение проигрыша в ОСШ будет равно 2,06 (то есть  $\chi_{LG}(\kappa)_{\min} = 2,06$  при  $\kappa = 1,22$ ). Кроме того, видим, что импульс Гаусса оказывается более чувствительным к априорному незнанию длительности, чем импульс Лоренца. При анализе случая 3, из рис. 5 видим, что при  $\tau_1 < \tau_0$ , проигрыш с увеличением  $\tau_1$  (длительности ожидаемого сигнала) растет гораздо медленнее, чем при  $\tau_1 > \tau_0$ . Таким образом, если точно длительность принимаемого сигнала неизвестна, то можно использовать приемник, настроенный на сигнал с меньшей длительностью, чем принимаемый. В этом случае попадем на участок кривой, где проигрыш растет медленнее и соответственно эффективность обнаружения выше. Для случая 4 наоборот, при  $\tau_1 > \tau_0$ , проигрыш с увеличением  $\tau_1$  (длительности

ожидаемого сигнала) растет гораздо медленнее, чем при  $\tau_1 < \tau_0$ , то есть приемник должен быть настроен на сигнал с большей длительностью, чем принимаемый.

Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор алгоритма обнаружения в зависимости от имеющейся априорной и получаемой в процессе мониторинга информации о параметрах сигнала, а также в зависимости от требований, предъявляемых к эффективности аппаратуры обнаружения СШП излучений.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. — М.: Радиотехника, 2004. — 432 с.
- [2] Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. — М.: Радиотехника, 2009. — 288 с.
- [3] Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Влияние узкополосных помех на эффективность обнаружения сверхширокополосных сигналов // Труды VI МНТК «Радиолокация, навигация, связь». — Воронеж, 2006. — Т. 1. — С. 321–329.
- [4] Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. радио. — 1966. — 678 с.
- [5] Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. — М.: Радио и связь, 1984. — 440 с.
- [6] Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели сверхширокополосных сигналов. — Радиотехника. — 2006. — № 6. — С. 3–9.
- [7] Трифонов А.П. Эффективность сверхширокополосного обнаружения и измерения дальности и скорости цели / А.П. Трифонов, М.Б. Беспалова // Радиотехника и электроника. — 1997. — Т. 42, № 4. — С. 451–456.

## REFERENCES

- [1] Radziyevsky V. G., Sirota A.A. Theoretical bases of radio-electronic investigation. [Radziyevskij V.G., Sirota A.A. Teoreticheskie osnovy radioe'lektronnoj razvedki]. Moscow: Radio engineering, 2004, 432 p.
- [2] Radziyevsky V. G., Trifonov P. A. Processing of superbroadband signals and hindrances. [Radziyevskij V.G., Trifonov P.A. Obrabotka sverxshirokopolosnyx signalov i pomex]. Moscow: Radio engineering, 2009, 288 p.
- [3] Radziyevsky V. G., Trifonov P. A. Influence of narrow-band hindrances on efficiency of detection of superbroadband signals. [Radziyevskij V.G., Trifonov P.A. Vliyanie uzkopolosnyx pomex na e'ffektivnost' obnaruzheniya sverxshirokopolosnyx signalov]. Works VI MNTK «Radar-location, Navigation, Communication», Voronezh, 2006, Vol. 1, pp. 321–329.
- [4] Tikhonov V. I. Statistical radio engineering. [Tixonov V.I. Statisticheskaya radiotexnika]. Moscow: Soviet radio, 1966, 678 p.
- [5] Akimov I. S., Bakut P. A., Bogdanovich V.A., etc. Theory of detection of signals. [Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. i dr. Teoriya obnaruzheniya signalov]. Moscow: Radio and communication, 1984, 440 p.
- [6] Radziyevsky V. G., Trifonov P. A. Models of superbroadband signals. [Radziyevskij V.G., Trifonov P.A. Modeli sverxshirokopolosnyx signalov]. *Radiotexnika — Radio engineering*, 2006, no. 6, pp. 3–9.
- [7] Trifonov A.P. Bespalova M. B. The efficiency of superbroadband detection and range and speed measurement цели. [Trifonov A.P., Bespalova M.B. E'ffektivnost' sverxshirokopolosnogo obnaruzheniya i izmereniya dal'nosti i skorosti celi]. *Radiotexnika i e'lektronika — Radio engineering and electronics*, 1997, Vol. 42, no. 4, pp. 451–456.

*Трифонов Павел Андреевич, доктор технических наук, доцент, доцент кафедры радиоэлектронной борьбы ВУНЦ ВВС ВВА “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, г. Воронеж, Российская Федерация  
E-mail: bk\_123@bk.ru  
Тел.: 8-951-545-61-69*

*Trifonov Pavel Andreevich, doctor of technical Sciences, associate Professor of the Department of electronic warfare Military educational-scientific center of the Air Forces “The Air force Academy named after N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin”, Voronezh, Russian Federation  
E-mail: bk\_123@bk.ru  
Tel.: 8-951-545-61-69*

*Гущин Иван Владимирович, адъюнкт кафедры радиоэлектронной борьбы, ВУНЦ ВВС ВВА “Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, г. Воронеж, Российская Федерация  
E-mail: aviavolf@bk.ru  
Тел.: 8-980-549-35-00*

*Gushchin Ivan Vladimirovich, military post-graduate student of the Department of electronic warfare Military educational scientific center of the Air Force –“The Air Force named after N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin”, Voronezh, Russian Federation  
E-mail: aviavolf@bk.ru  
Tel.: 8-980-549-35-00*

*Беспалова Марина Борисовна, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры радиоп физики Воронежского государственного университета, г. Воронеж, Российская Федерация  
E-mail: bmb5@yandex.ru  
Тел.: 8-473-220-89-16*

*Bespalova Marina Borisovna, candidate of physical and mathematical Sciences, associate Professor of the Department of radio physics, Voronezh State University, Voronezh, Russian Federation  
E-mail: bmb5@yandex.ru  
Tel.: 8-473-220-89-16*