

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ВЛИЯНИЯ ГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ МОМЕНТАМИ ПОЯВЛЕНИЯ И ИСЧЕЗНОВЕНИЯ ПРИ НАЛИЧИИ ГАУССОВСКОГО БЕЛОГО ШУМА

П. А. Трифонов, Т. Т. Доан

ВУНЦ ВВС "ВВА им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина"

Поступила в редакцию 19.02.2021 г.

Аннотация. Выполнен синтез и анализ алгоритма обнаружения сверхширокополосных сигналов произвольной формы с неизвестными моментами появления и исчезновения при наличии узкополосных помех и гауссовского белого шума. Найдена зависимость условной средней вероятности ошибки от различных ожидаемых моментов сигнала и зависимость условных вероятностей пропуска сигнала от различных значений интенсивностей гауссовских узкополосных помех.

Ключевые слова: алгоритм обнаружения, максимально правдоподобный, гауссовские узкополосные помехи, квазиправдоподобный, сверхширокополосный сигнал.

METHODOLOGY FOR ASSESSING THE DEGREE OF INFLUENCE OF GAUSSIAN NARROW-BAND INTERFERENCE ON THE DETECTION EFFICIENCY OF ULTRA-WIDEBAND SIGNALS WITH UNKNOWN MOMENTS OF APPEARANCE AND DISAPPEARANCE IN THE PRESENCE OF GAUSSIAN WHITE NOISE ARE PERFORMED

P. A. Trifonov, T. T. Doan

Abstract. The synthesis and analysis of an algorithm for detecting ultra-wideband signals arbitrary waveforms with unknown moments of appearance and disappearance in the presence of Gaussian white noise has been performed. The dependence of the conditional average probability of error on various expected signal moments of the signal and the dependence of the conditional probabilities of signal skipping on various values of the intensities of Gaussian narrow-band interference are found.

Keywords: detection algorithm, maximum likelihood, Gaussian narrowband interference, quasi-likelihood, ultra-wideband signal.

Большое число прикладных задач радиофизики, радио и навигации, управления связано с необходимостью приёма сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения [1]. Например, при угловом сканировании области ответственности радиолокационной станцией, при построчном сканировании изображений принимаемый сигнал по смыслу задачи обладает априори неизвестными моментами появления и исчезновения. Проектирование технических средств радио мониторинга требуется осуществлять обработку сигнала заранее неизвестных источников для выделения и установления местоположения радиосредства.

В указанных выше областях, а также в теории связи и автоматического управления широко используются сверхширокополосные сигналы (СШПС). Моменты появления и исчезновения таких сигналов несут полезную информацию, поэтому их обработка связана с необходимостью оценки моментов появления и исчезновения.

Целью статьи является разработка методики оценки степени влияния гауссовских узкополосных помех на эффективность обнаружения сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения при наличии гауссовского белого шума.

Сверхширокополосный сигнал может определяться по величине относительной полосы частот η_0

$$\eta_0 = \Delta f / f_0 = 2(f_B - f_H) / (f_B + f_H), \quad (1)$$

где $\Delta f = f_B - f_H$ — полоса частот f_B, f_H — верхняя, нижняя частота спектра, $f_0 = (f_B + f_H) / 2$ — центральная частота центра. Радиолокационные сигналы, для которых $\eta_0 \approx 1$, будем считать сверхширокополосными сигналами.

Рассмотрим возможные представления СШПС. Часто, в общем виде, эти сигналы удобно представлять следующей функцией

$$s(t) = Af(t/\tau), \quad (2)$$

где $A = \max s(t)$ амплитуда сигнала, $\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t) / \max s^2(t)$ эквивалентная длительность импульса; функция $f(t)$ описывает форму сигнала и нормируется так, что $\max f(t) = 1$ и $\int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) = 1$. В соответствии с (2) другие характеристики сверхширокополосных сигналов можно выразить через характеристики функции $f(x)$.

В статье задача обнаружения сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения при наличии гауссовских узкополосных помех (ГУП) решается с использованием методов статистической радиофизики. Действительно, большинство современных радиофизических систем работают в помеховой обстановке, требующей применения для синтеза алгоритмов обработки статистических методов. С точки зрения статистической радиофизики, задачу обработки сигнала можно свести к задачам обнаружения сигнала на интервале наблюдения и оценки его неизвестных моментов появления и исчезновения.

Пусть на фоне аддитивного гауссовского белого шума подлежит обнаружению одиночного СШПС

$$s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) = \begin{cases} f(t), & \theta_{01} \leq t \leq \theta_{02}, \\ 0, & t < \theta_{01}, t > \theta_{02}, \end{cases} \quad (3)$$

форма которого описывается непрерывной функцией $f(t)$, θ_{01} и θ_{02} — соответственно моменты его появления и исчезновения, которые могут принимать значения из априорных интервалов

$$\theta_{01} \in [\theta_{1 \min}, \theta_{1 \max}], \theta_{02} \in [\theta_{2 \min}, \theta_{2 \max}], \quad (4)$$

Предположим, что на приёмной стороне неизвестна форма сигнала $f(t)$; моменты появления θ_{01} и исчезновения θ_{02} . Сформулируем задачу обнаружения в терминах теории проверки статистических гипотез. Подлежит проверке простая гипотеза $H_0 : x(t) = n(t) + \xi(t)$ — сигнал отсутствует в наблюдаемой реализации $x(t)$ — против сложной альтернативы $H_1 : x(t) = s(t, \theta_{01}, \theta_{02}) + n(t) + \xi(t)$ — сигнал присутствует. Здесь $n(t)$ — реализация гауссовского белого шума с односторонней спектральной плотностью $N_0, \xi(t)$ — центрированная узкополосных помех, которая имеет корреляционную функцию $B_\xi(\tau) = \xi(t)\xi(t + \tau)$ и спектральную плотность

$$G_\xi(\omega) = \sum_{i=1}^K \frac{\gamma_i}{2} \left[I\left(\frac{\omega_{0i} - \omega}{\Omega_i}\right) + I\left(\frac{\omega_{0i} + \omega}{\Omega_i}\right) \right], \quad (5)$$

где ω_{0i} — центральная частота, $\Omega = \int_0^\infty G_\xi^2(\omega) d(\omega) / \max G_\xi^2(\omega)$ — эквивалентная полоса частот, γ — величина спектральной плотности узкополосных помех (интенсивность), $I(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases}$.

Тогда (5) имеет вид

$$G_\xi(\omega) = \begin{cases} \sum_{i=1}^K \gamma_i, & \omega_{0i} - \omega > 2\Omega_i, \\ 0, & \omega_{0i} + \omega < 2\Omega_i, \\ \sum_{i=1}^K \frac{\gamma_i}{2}, & \omega_{0i} - \omega < 2\Omega_i < \omega_{0i} + \omega, \end{cases} \quad (6)$$

Будем также считать, что $f(\theta_{0i}) \neq 0$, $i = 1, 2$, а интервал наблюдения $[0, T]$ удовлетворяет условию $0 \leq \theta_{1 \min} \leq \theta_{2 \max} \leq T$, так что сигнал (3) полностью размещается в этом интервале.

Для синтеза приёмного устройства при известных моментах исчезновения и форме сигнала можно воспользоваться методом МП [2, 6, 8]. Приёмник МП должен формировать случайную величину $L_0 = L(\theta_1, \theta_2)$, где

$$L(\theta_1, \theta_2) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(t) f(t) dt, \quad (7)$$

— логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) [3, 6].

Решение о наличии или отсутствии сигнала в реализации наблюдаемых данных принимается на основе сравнения величины L_0 с порогом c (7)

$$L_0 \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} c, \quad (8)$$

Если порог превышен ($L_0 > c$), выносится решение о наличии сигнала, в противном случае об отсутствии. Значение порога c зависит от выбранного критерия оптимальности. Например, для критерия максимального правдоподобия $c = 0$, для критерия Неймана-Пирсона порог определяется требуемым значением вероятности ложной тревоги.

Один из способов преодоления априорной неопределенности относительно формы сигнала и моментов исчезновения и появления (3) — использование КП алгоритма обнаружения, согласно которому приемник формирует и сравнивает с порогом ФОП (7) для некоторых ожидаемых момента появления θ_1^* и исчезновения θ_2^* из области (4) и формы сигнала $g(t)$.

$$L^* = L^*(\theta_1^*, \theta_2^*) \underset{H_0}{\overset{H_1}{>}} c, \quad (9)$$

$$L^*(\theta_1, \theta_2) = (2/N_0) \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(t) g(t) dt, \quad (10)$$

Блок-схему КП обнаружителя (9) можно изобразить в виде рис. 1, где K — ключ, замкнутый на отрезке времени $[\theta_1^*, \theta_2^*]$, И — интегратор, РУ — решающее устройство, осуществляющее сравнение выходного сигнала интегратора в момент времени $t = \theta_2^*$, с порогом c и выносящее решение в пользу одной из гипотез.

Найдем характеристики КП обнаружителя (9) — ложной тревоги:

$$\alpha^* = P \{L^* > c | H_0\}, \quad (11)$$

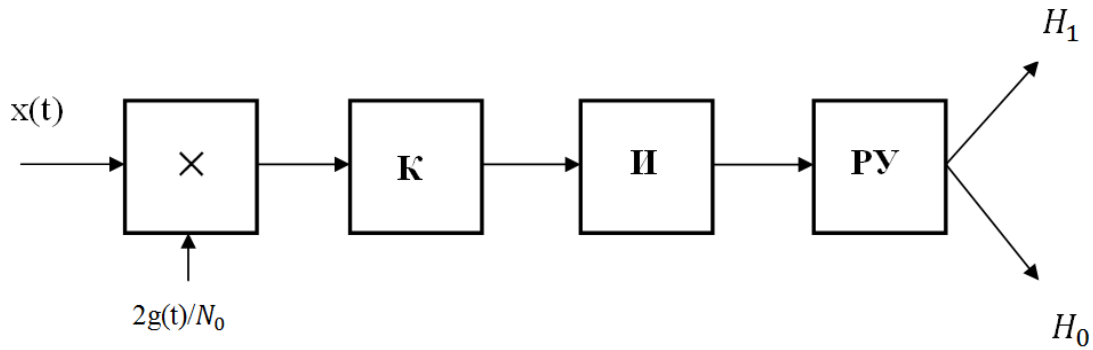


Рис. 1. Часть блок-схемы.

и условную вероятность пропуска сигнала

$$\beta^*(\theta_{01}, \theta_{02}) = P\{L^* < c | H_1\}, \quad (12)$$

Дисперсия величины L^* одинакова при обеих гипотезах.

При отсутствии на входе полезного сигнала $s(t)$ отклик на выходе сумматора (10) получаем в виде:

$$L^*(\theta) \equiv N(\theta) = \frac{2}{N_0} \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} (n(t) + \xi(t)) g(t) dt, \quad (13)$$

где $N(\theta_2)$ центрированный гауссовский случайный процесс, который обладает корреляционной функцией

$$\begin{aligned} B_N(\theta_1^*, \theta_2^*) &\equiv \langle N(\theta_1^*), N(\theta_2^*) \rangle = \\ &= \frac{N_0}{2} \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} g(t_1) g(t_2) dt + \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} \int_{\theta_1^*}^{\theta_2^*} B_\xi(t_1 - t_2) g(t_1) g(t_2) dt_1 dt_2. \end{aligned} \quad (14)$$

Согласно определению [4] вероятность ложной тревоги можно записать

$$\alpha = P[\sup N(\theta) > c] = 1 - F_N(c), \quad (15)$$

где

$$F_N(c) = P[\sup N(\theta) < c], \quad (16)$$

распределение абсолютного (наибольшего) максимума реализаций случайного процесса $N(\theta)$. Используя результаты [3], можно аппроксимировать функцию распределения абсолютного максимума случайного процесса (14) выражением вида

$$F_N(c) \cong \begin{cases} \exp\left[-\frac{\xi}{2\pi} \exp\left(\frac{c^2}{2\sigma_N^2}\right)\right], & c > 0, \\ 0, & c < 0. \end{cases} \quad (17)$$

где $\sigma_N^2 = B_N(\theta_1, \theta_2)$ дисперсия шумовой составляющей (13) на выходе линейной части квазиоптимального обнаружителя, а ξ приведенная длина априорного интервала возможных значений неизвестного времени прихода. Величина ξ определяет количество некоррелированных

отсчетов процесса $N(\theta_2)$ на интервале наблюдения. Согласно [4], вероятность ложной тревоги получаем приближенное выражение

$$\alpha \cong \begin{cases} \exp \left[-\frac{\xi}{2\pi} \exp \left(\frac{c^2}{2\sigma_N^2} \right) \right] & , c > 0. \\ 0, c < 0. \end{cases} \quad (18)$$

Точность этого выражения возрастает с увеличением c (то есть с уменьшением α) и с увеличением ξ [3]. Согласно (18) вероятность ложной тревоги зависит от дисперсии выходного шума (13) и числа некоррелированных отсчетов ξ этого шума.

Для расчета параметров, определяющих величину вероятности ложной тревоги, используем спектральное описание $g(t)$ и ГУП [4]. Тогда можно записать дисперсию шумовой составляющей как

$$\sigma_N^2 = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} |g(j\omega)|^2 d\omega + \int_{-\infty}^{+\infty} G_\xi(\omega) |g(j\omega)|^2 d\omega \right], \quad (19)$$

Используя результаты [3], значений вероятности ложной тревоги для различных условий обнаружения несколько упрощается, если вероятность ложной тревоги достаточно мала, например, $\alpha < 0,1$. При выполнении этого условия при наличии ГУП и ГБШ получаем из (18) для квазиоптимального обнаружения

$$\alpha \cong \frac{\xi}{2\pi} \exp \left(-\frac{c^2}{2\sigma_N^2} \right). \quad (20)$$

В качестве примера СШПС рассмотрим обнаружение прямоугольного импульса со скошенной вершиной, который можно получить, положив в (2) $f(x) = I(x)$, где $I(x) = \begin{cases} 1, |x| < 1/2 \\ 0, |x| \geq 1/2 \end{cases}$.

Выберем априорные области (4) моментов появления и исчезновения так, чтобы $\theta_{1\min}$ и $\theta_{2\max}$ были фиксированными и обозначим

$$\theta = (\theta_{1\min} + \theta_{2\max})/2, \quad (21)$$

— середина отрезка $[\theta_{1\min}, \theta_{2\max}]$. Положим, что $\theta_{1\max}, \theta_{2\min}$ располагаются симметрично относительно θ , то есть $\theta_{2\min} - \theta = \theta - \theta_{1\max}$.

Тогда длины априорных интервалов моментов появления и исчезновения одинаковы, а их изменение можно производить согласованно изменением $\theta_{1\max}, \theta_{2\min}$ с помощью величины

$$k = T_{\max}/T_{\min}, T_{\max} = \theta_{2\max} - \theta_{1\min}, T_{\min} = \theta_{2\min} - \theta_{1\max}, \quad (22)$$

Форму сигнала будем описывать функцией

$$f(t) = A_r [1 + b_0(t - \theta)/T_{\max}] / \sqrt{1 + b_0^2/12}, \quad (23)$$

где величина A , характеризует амплитуду сигнала, а b_0 — безразмерный коэффициент наклона вершины импульса. Множитель $(1 + b_0^2/12)^{-1/2}$ в выражении (23) необходим для того,

чтобы энергия сигнала максимальной длительности $E_{\max} = \int_{\theta_{1\min}}^{\theta_{2\max}} f^2(t) dt = A_r^2 T_{\max}$ не за-

висела от наклона его вершины и тем самым была возможность сравнивать эффективность обнаружения сигналов с одинаковыми энергиями и разным наклоном вершин.

Альтернативой для характеристики наклона вершины импульса b_0 может служить величина

$$l_0 = f(\theta_{1\min})/f(\theta_{2\max}) = (1 - b_0/2)/(1 + b_0/2), b_0 = 2(1 - l_0)/(1 + l_0), \quad (24)$$

используя которую можно переписать сигнал (23) в виде

$$f(t) = A_r [1 + 2(1 - l_0)(t - \theta)/(1 + l_0)T_{\max}] \sqrt{3/(l_0^2 + l_0 + 1)}(1 + l_0)/2. \quad (25)$$

Предполагая наличие сигнала, подставим (3) в (10) и представим сигнал на выходе линейной части обнаружителя в виде: $L^*(\theta) = S(\max(\theta_{01}, \theta_1^*), \min(\theta_{02}, \theta_2^*)) + N(\theta)$, здесь

$$\max S(\max(\theta_{01}, \theta_1^*), \min(\theta_{02}, \theta_2^*)) = \frac{2}{N_0} \int_{\max(\theta_{01}, \theta_1^*)}^{\min(\theta_{02}, \theta_2^*)} f(t)g(t)dt = Z_{fg}, \quad (26)$$

сигнальная функция, а шумовая функция определяется из (14).

Будем полагать, что сигнал $g(t)$ может отличаться от принимаемого сигнала амплитудой и наклоном скошенной вершины, то есть

$$g(t) = A_r^* [1 + 2(1 - l)(t - \theta)/(1 + l)T_{\max}] \sqrt{3/(l^2 + l + 1)}(1 + l)/2, \quad (27)$$

Подставляя (25) и (27) в (26), полагая, что $\theta_{01} = \theta_{1\min}$, находим

$$Z_{fg} = z_r^2 d \left\{ \begin{aligned} &3(1 - l_0)(1 - l) [\max(\lambda_{01}^*, \lambda_1) + \min(\lambda_{02}, \lambda_2^*)] + \\ &+ 6(1 - l_0l) [\min^2(\lambda_2^*, \lambda_{02}) - \max^2(\lambda_1^*, \lambda_{01})] + \\ &+ 4(1 + l_0)(1 + l) [\max^3(\lambda_1^*, \lambda_{01}) + \min^3(\lambda_2^*, \lambda_{02})] \end{aligned} \right\} \times \\ \times \frac{(l_0^2 + l_0 + 1)^{-1/2} (l^2 + l + 1)^{-1/2}}{4}, \quad (28)$$

Обозначено $z_r^2 = 2A_r^*T_{\max}$, тогда приближенное выражение для вероятности пропуска β можно записать как [3, 5, 7]

$$\beta \cong (1 - \alpha) \Phi[(c - Z_{fg})/\sigma_N], \quad (29)$$

При малой вероятности ложной тревоги (29) несколько упрощается:

$$\beta \cong \Phi[(c - Z_{fg})/\sigma_N], \quad (30)$$

Воспользуемся для определенности критерием Неймана–Пирсона. Для этого, фиксируя значение α в (20), найдем значение порога $h_\alpha = \sigma_N \sqrt{-2 \ln(2\pi\alpha/\xi)} - z$. Тогда β можно записать

$$\beta \cong \Phi \left[\sqrt{-2 \ln(2\pi\alpha/\xi)} - z \right], \quad (31)$$

где $z^2 = S_m^2/\sigma_N^2$, ОСШ на выходе линейной части квазиоптимального обнаружителя при воздействии суммы ГБШ и ГУП.

Обозначим $\lambda_{0i} = (-1)^i(\theta_{0i} - \theta)/T_{\max}$ – нормированное положение момента исчезновения принятого сигнала, $\lambda_i^* = (-1)^i(\theta_i^* - \theta)/T_{\max}$ – нормированное положение момента исчезновения ожидаемого сигнала, $i = 1, 2$, $d = A_r/A_r^*$ – параметр, характеризующий отличие амплитуд принятого и опорного сигналов. Если амплитуда и наклон вершины импульса априори известны $\gamma = \gamma_0$, $A_r = A_r^*$, то выражения (27) приобретают вид

$$Z_{fg} = z_r^2 \Delta [\max(\lambda_{01}^*, \lambda_1), \min(\lambda_{02}, \lambda_2^*)], \quad (32)$$

Рассмотрим, как влияет ГУП на эффективность его обнаружения сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения

$$\alpha^* \cong \frac{\xi}{2\pi} \exp\left(-\frac{c^2}{2\sigma_N^2}\right), \quad (33)$$

$$\beta^* = \Phi\left(\frac{c - Z_{fg}}{\sigma_N}\right). \quad (34)$$

Следовательно, вероятности ошибок обнаружения (33) и (34) сигнала (23) с неизвестным моментом исчезновения перепишем как

$$\alpha^* \cong \frac{\xi}{2\pi} \exp\left(-\frac{c^2}{2\sigma_N^2}\right), \quad (35)$$

$$\beta^*(\theta_{01}, \theta_{02}) = \Phi\left[c - z_r^2 \Delta[\max(\lambda_{01}^*, \lambda_1), \min(\lambda_{02}, \lambda_2^*)]\right] / \sigma_N. \quad (36)$$

Согласно (35) относительные потери в эффективности обнаружения возрастают с увеличением ξ . Эти потери могут быть значительными, так как для СШПС параметра ξ достигает значений $10^6 \dots 10^8$.

Если известны априорные вероятности гипотез $p_i = P(H_i)$, $i=0,1$, то качество обнаружения можно характеризовать условной средней вероятностью ошибки

$$P_e^*(\theta_{01}, \theta_{02}) = p_0 \alpha^* + p_1 \beta^*(\theta_{01}, \theta_{02}), \quad (37)$$

а при известной априорной плотности вероятности момента исчезновения $W_{pr}(\theta_2)$ — безусловной средней вероятностью ошибки

$$P_e^* = p_0 \alpha^* + p_1 \beta^*, \quad (38)$$

где $\beta^* = \int_{\theta_{1 \min}}^{\theta_{1 \max}} \int_{\theta_{2 \min}}^{\theta_{2 \max}} \beta^*(\theta_1, \theta_2) W_{pr}(\theta_1, \theta_2) d\theta_1 d\theta_2$, — безусловная вероятность пропуска сигнала.

Характеристики КП обнаружения импульса при совпадении формы опорного и принятого сигналов и $k = 2$ иллюстрируют рис. 2, 3 и 4. Сплошные, штриховые и штрих-пунктирные кривые на рис. 2, 3 и 4 соответствуют положениям ожидаемого момента исчезновения сигнала $\lambda_1^* = \lambda_2^* = 0.25$, $\lambda_1^* = \lambda_2^* = 0.5$ и $\lambda_1^* = \lambda_2^* = 0.125$ соответственно. Предполагалось, что нормированные моменты появления и исчезновения принятого сигнала равны $\lambda_{01} = \lambda_{02} = 0.25$.

На рис. 2 представлены зависимости условных вероятностей пропуска (36) сигнала (3), (24) от z , при фиксированных значениях вероятности ложной тревоги (34) $\alpha^* = 10^{-1}$ (кривые 1), $\alpha^* = 10^{-2}$, (кривые 2) и $\alpha^* = 10^{-3}$ (кривые 3) и различных моментов появления и исчезновения принятого и опорного сигналов. Наклон вершины импульса был выбран $l_0 = 1$.

На рис. 3 представлены зависимости условных вероятностей пропуска (36) сигнала (3) от интенсивности ГУП при фиксированном значении Z_{fg} , фиксированных значениях вероятности ложной тревоги (35) $\alpha^* = 10^{-1}$ (кривые 1), $\alpha^* = 10^{-2}$, (кривые 2) и $\alpha^* = 10^{-3}$ (кривые 3).

На рис. 4 показан соответственно условная (37) при $c = 3$, $\lambda_{01} = \lambda_{02} = 0.25$ и условная средняя вероятность ошибка для $l_0 = 1$ (кривые 1) и $l_0 = 0.1$ (кривые 2) и $p_0 = 0.7$.

На рисунке (2), (4) приведены зависимость вероятности пропуска сигнала и условной средней вероятности ошибки от отношения сигнал/шум при фиксированной вероятности ложной тревоги. Из графиков видно, что при увеличении отношения сигнал/шум и уменьшении вероятности ложной тревоги приводит к существенному уменьшению вероятности пропуска

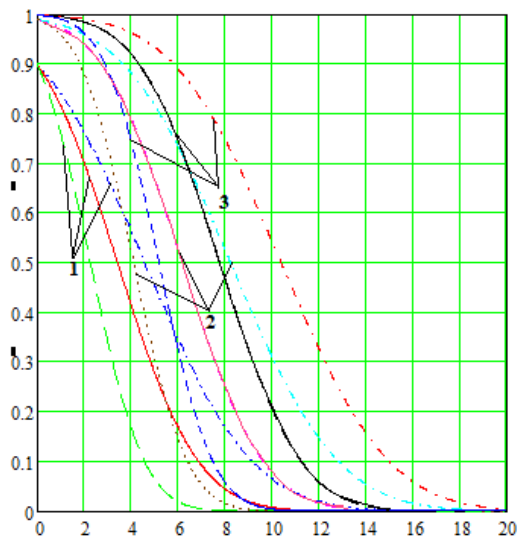


Рис. 2. Вероятности пропуска сигнала КП обнаружителем при фиксированной вероятности ложной тревоги.

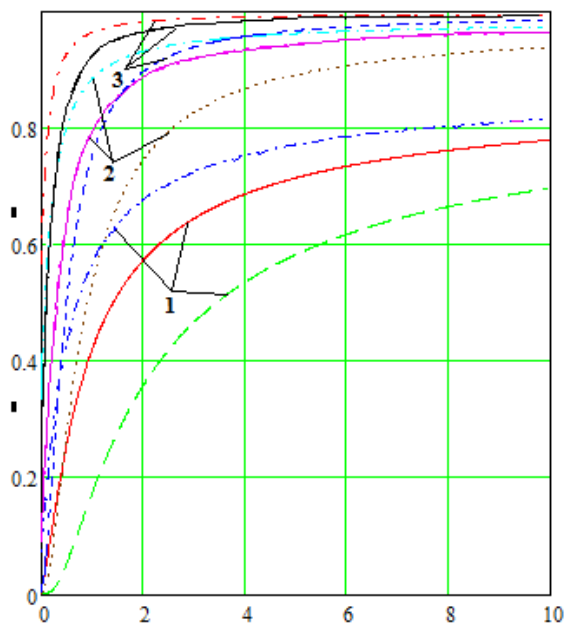


Рис. 3. Зависимости условных вероятностей пропуска сигнала от интенсивности ГУП.

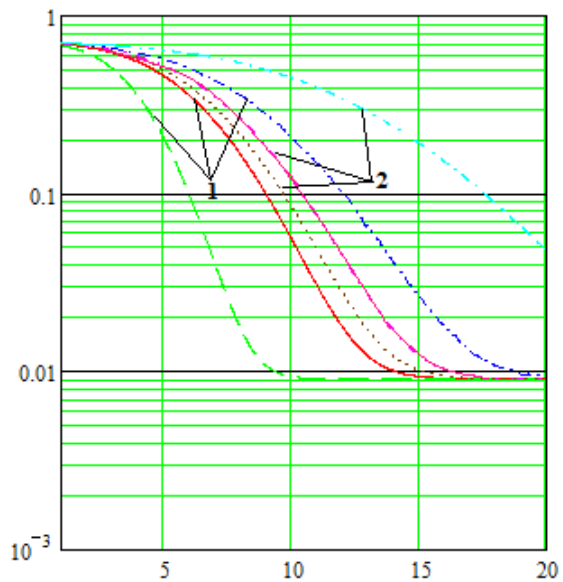


Рис. 4. Условная средняя вероятность ошибки КП обнаружения сигнала со скошенной вершиной.

сигнала. При этом происходит уменьшение условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнал(37). Сравним полученные результаты с имеющимся результатом [1], приведенный алгоритм обнаружения сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения на фоне аддитивного гауссовского белого шума показано, что условная средняя вероятность ошибки увеличиваются. При фиксированных значениях наклона вершины импульса $l_0 = 0.1$, отношения сигнал/шум $Z = 4$ вероятности условной средней вероятности ошибки сигнала повышается на 50% и $Z = 10$ на 10%.

На рисунке (3) приведена зависимость условных вероятностей пропуска сигнала от интенсивности ГУП. Из графика видно, что при увеличении интенсивности ГУП и уменьшении вероятности ложной тревоги вероятность пропуска сигнала увеличивается, что приводит к увеличению условной средней вероятности ошибки КП обнаружения сигнал(37).

Как видно из рисунков (2), (3) и (4), вероятности пропуска и ошибки КП обнаружения сигналов минимальны при совпадающих истинных моментах появления и исчезновения. Следовательно, незнание моментов появления и исчезновения сигнала приводит к проигрышу КП алгоритма обнаружения (9) по сравнению с алгоритмом (8).

Таким образом, разработан алгоритм обнаружения сверхширокополосных сигналов с неизвестными моментами появления и исчезновения при наличии гауссовского белого шума и гауссовских узкополосных помех. Анализ полученных результатов показывает, что условная средняя вероятность ошибки обнаружения СШПС при наличии гауссовских узкополосных помех (ГУП) повышается более чем на 40% по сравнению со случаем приёма СШПС на фоне только гауссовского белого шума. Использование предлагаемого алгоритма обнаружения позволяет оценить количественные показатели эффективности обнаружения сигнала в различных условиях сигнально-помеховой обстановки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Трифонов, А. П. Приём сигналов с неизвестными моментами появления исчезновения / А. П. Трифонов, Ю. Э. Корчагин. — Воронеж : Радиофизика, 2017. — 441 с.
2. Амиантов, И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи / И. Н. Амиантов. — М. : Сов. радио, 1971. — 416 с.
3. Бакута, П. А. Теория обнаружения сигналов / П. А. Бакута. — М. : Сов. радио, 1984. — 440 с.
4. Радзиевский, В. Г. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех / В. Г. Радзиевский, П. А. Трифонов. — М. : Радиофизика, 2009. — 288 с.
5. Вентцель, В. С. Теория вероятностей и её инженерные приложения / В. С. Вентцель, Л. А. Овраров. — М. : Наука, 1988. — 480 с.
6. Миддлтон, Д. Введение в статистическую теорию связи в 2-х в т. Т. 2 / Д. Миддлтон. — М. : Сов. радио, 1962. — 832 с.
7. Вентцель, В. С. Теория вероятностей / В. С. Вентцель. — М. : Наука, 1998. — 575 с.
8. Тихонов, В. И. Оптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов. — М. : Сов. радио, 1985. — 320 с.

REFERENCES

1. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E. Reception of signals with unknown moments of appearance and disappearance. [Trifonov A.P., Korchagin Ju.E. Priyom signalov s neizvestnymi momentami poyavleniya i ischeznoeniya]. Voronezh: Radiofizika Radiophysics, 2017, 441 p.
2. Amiantov I.N. Selected questions of statistical communication theory. [Amiantov I.N. Izbrannye voprosy statisticheskoy teorii svyazi]. Moscow, 1971, 416 p.
3. Bakuta P.A. Signal detection theory. [Bakuta P.A. Teoriya obnaruzheniya signalov]. Moscow, 1984, 440 p.

4. Radzievskij V.G, Trifonov P.A. Processing of ultra-wideband signals and interference. [Radzievskij V.G., Trifonov P.A. Obrabotka svershirokopolosnyhk signalov i pomehk]. Moscow, 2009, 288 p.

5. Venttsel' V.S. Probability theory and its engineering applications. [Venttsel' V.S. Teoriya veroyatnostej i ee inzhenernye prilozheniya]. Moscow, 1988, 480 p.

6. Middleton G. Introduction to statistical communication theory. V. 2. [Middleton G. Vvedenie v statisticheskyju teoriiu svyazi. T. 2]. Moscow, 1962, 832 p.

7. Venttsel' V.S. Probability theory. [Venttsel' V.S Teoriya veroyatnostej]. Moscow, 1998, 575 p.

8. Tihonov V.I. Optimal signal reception. [Tihonov V.I. Optimal'nyy priyom signalov]. Moscow, 1985, 320 p.

*Трифонов Павел Андреевич, доктор техни-
ческих наук, ВУНЦ ВВС “ВВА им. проф.
Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина”, Воро-
неж, Россия
Тел.: bk_123@bk.ru*

*Trifonov Pavel Andreevich, doctor of technical
sciences, Military educational and scientific
center "Air Force Academy" named after
professor Zhukovsky and Gagarin, Voronezh,
Russia
Tel.: bk_123@bk.ru*

*Доан Тхе Туан, курсант, ВУНЦ ВВС “ВВА
им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гага-
рина”, Воронеж, Россия
Тел.: doanhetuan30071996@gmail.com*

*Doan The Tuan, student, Military educational
and scientific center "Air Force Academy"
named after professor Zhukovsky and Gagarin,
Voronezh, Russia
Tel.: doanhetuan30071996@gmail.com*