

DOI <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.12.15>

УДК 621.396

## ОБНАРУЖЕНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ НА ФОНЕ ПОМЕХИ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Ю. Э. Корчагин<sup>1</sup>, К. Д. Титов<sup>1</sup>, О. Н. Завалишина<sup>1</sup>, А. А. Макаров<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Воронежский государственный университет,  
394018, Воронеж, Университетская пл., 1

<sup>2</sup> Национальный исследовательский университет «МЭИ»,  
111250, Москва, ул. Красноказарменная, 14

Статья поступила в редакцию 15 декабря 2019 г.

**Аннотация.** В работе выполнен синтез и анализ алгоритмов обнаружения сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне гауссовского белого шума и помех с линейной частотной модуляцией в условиях различной априорной неопределённости. Среди множества СШП сигналов был выделен отдельный наиболее перспективный класс – СШП КРС, структура которых подобна узкополосным радиосигналам, но условие относительной узкополосности для них не выполняется. В качестве помехи при оценке эффективности обнаружителя СШП КРС был рассмотрен сигнал с линейной частотной модуляцией. Выбранный мешающий сигнал может быть как преднамеренным и непреднамеренным, и представляет наибольший интерес к рассмотрению, поскольку имеет схожую с полезным сигналом структуру и будет оказывать наибольшее деструктивное влияние на корректный приём. Получена зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра помехи и отношения помеха/сигнал, которая позволяет повысить эффективность обнаружения СШП КРС на несколько порядков. Выполнен сравнительный анализ устойчивости к воздействию мешающих сигналов различных схем обнаружителей. Сформулированы рекомендации повышения эффективности функционирования обнаружителей, работающих в условиях сложной

помеховой обстановки, дестабилизирующих информационно-технических воздействий или попытках к несанкционированному доступу к информации.

**Ключевые слова:** сверхширокополосный, квазирадиосигнал, помеха с линейной частотной модуляцией, обнаружение, оценка параметров.

**Abstract.** In this paper, we synthesize and analyze algorithms for detecting ultra-wideband quasi-radio signals against the background of Gaussian white noise and interference with linear frequency modulation under various a priori uncertainty conditions. Among the many UWB signals, a separate most promising class was identified – UWB QRS, whose structure is similar to narrowband radio signals, but the condition of relative narrowband for them is not fulfilled. A linear frequency modulation signal is considered as an interference when estimating the effectiveness of the detector of a UWB QRS. The selected interfering signal can be either intentional or unintentional, and is of the greatest interest to consider, since it has a similar structure to a useful signal and have the greatest destructive effect on correct reception. The dependence of the signal omission probability on the interference parameter and the interference-to-signal ratio is obtained, which allows to increase the detection efficiency by several orders of magnitude. A comparative analysis of the resistance to interfering signals of various detector circuits is performed. Recommendations are formulated to improve the efficiency of detectors operating in a complex interference environment, destabilizing information and technical influences, or attempts to unauthorized access to information.

**Key words:** ultra-wideband, quasi-radio signal, interference with linear frequency modulation, detection, parameter estimation.

## **Введение**

Повышение эффективности передачи и обработки информации при неуклонном возрастании требований к скрытности и помехозащищённости радиолиний базируется на использовании сверхширокополосных (СШП) сигналов [1,2]. Среди множества СШП сигналов выделяют отдельный класс – СШП квазирадиосигналы (КРС) [3,4], структура которых подобна узкополосным радиосигналам, но условие относительной узкополосности для

них не выполняется. В таких условиях крайне актуальной становится задача организации связи на фоне мешающих сигналов, а также адаптации к сложной помеховой обстановке современных систем связи и передачи данных.

В работе [3] исследовался квазиправдоподобный (КП) алгоритм обнаружения СШП КРС произвольной формы с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью на фоне гауссовского белого шума. При этом, ввиду широкой номенклатуры средств, работа которых базируется на использовании СШП сигналов, большого числа разрабатываемых прототипов и их массового внедрения в ближайшей перспективе, слабо исследованы алгоритмы обнаружения СШП сигналов на фоне шума и помех.

Целью данной работы является синтез и анализ алгоритмов обнаружения СШП КРС на фоне гауссовского белого шума и помех с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) в условиях различной априорной неопределённости. Сами сигналоподобные помехи в данной работе будем отождествлять с мешающими квазидетерминированными сигналами, присутствующими в наблюдаемой реализации вместе с полезным сигналом. Будем предполагать, что в приёмном устройстве не предусмотрено возможное наличие мешающего сигнала.

Основные результаты работы были доложены на XIV Всероссийской конференции "Радиолокация и радиосвязь".

## 1. Постановка задачи

Рассмотрим КП алгоритм обнаружения СШП КРС, наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума и мешающих сигналов с различной степенью априорной параметрической неопределённости. В качестве помехи при оценке эффективности обнаружителя СШП КРС будем рассматривать сигнал с ЛЧМ.

Сверхширокополосный КРС произвольной формы запишем в виде

$$s(t, a_1, \varphi_1, \omega_1, \tau_1) = \begin{cases} a_1 f_1(t) \cos(\omega_1 t - \varphi_1), & 0 \leq t \leq \tau_1, \\ 0, & t < 0, t > \tau_1, \end{cases} \quad (1)$$

где  $a_1$ ,  $\varphi_1$ ,  $\omega_1$ ,  $\tau_1$  – амплитуда, начальная фаза, частота и длительность сигнала соответственно, а  $f_1(t)$  – модулирующая функция, описывающая его форму [4].

Величины  $a_1$ ,  $\varphi_1$ ,  $\omega_1$  являются параметрами гармонического колебания, используемого для его формирования, и в строгом смысле не являются амплитудой, начальной фазой и частотой. Тем не менее, аналогично [3], для краткости далее будем называть их соответственно амплитудой, начальной фазой и частотой СШП КРС (1).

Пусть ЛЧМ-сигнал определяется выражением

$$k(t, a_2, \varphi_2, \omega_2, \tau_2) = \begin{cases} a_2 f_2(t) \cos(\omega_2 t - \varphi_2 + \nu t^2 / 2), & 0 \leq t \leq \tau_2, \\ 0, & t < 0, t > \tau_2. \end{cases} \quad (2)$$

В выражении (2) введены обозначения, аналогичные (1), параметр  $\nu$  характеризует скорость изменения частоты модулированного колебания во времени.

Рассмотрим задачу приёма СШП КРС на фоне гауссовского белого шума  $n(t)$  и мешающего сигнала (2). Гауссовский белый шум обладает односторонней спектральной плотностью  $N_0$ . Наблюдаемую в течение интервала времени  $t \in [0, T]$  аддитивную смесь сигнала (1), шума  $n(t)$  и мешающего сигнала (2) запишем в виде

$$\xi_2(t) = \gamma_0 s(t, a_{01}, \varphi_{01}, \omega_{01}, \tau_{01}) + \gamma_0 k(t, a_{02}, \varphi_{02}, \omega_{02}, \tau_{02}) + n(t), \quad (3)$$

где  $a_{01}$ ,  $\varphi_{01}$ ,  $\omega_{01}$ ,  $\tau_{01}$ ,  $a_{02}$ ,  $\varphi_{02}$ ,  $\omega_{02}$ ,  $\tau_{02}$  – истинные значения известных параметров полезного и мешающего сигналов,  $\gamma_0$  – дискретный параметр, принимающий значение  $\gamma_0 = 0$  при отсутствии сигнала и помехи, и  $\gamma_0 = 1$  – при их наличии. Располагая принятой реализацией (3), приёмное устройство должно выносить решение о наличии или отсутствии полезного сигнала. Тогда задача обнаружения сводится к оценке параметра состояния  $\gamma_0$  на основе наблюдаемых данных (3).

## 2. Синтез и анализ квазиправдоподобного алгоритма обнаружения сверхширокополосного квазирегионального сигнала на фоне помех

Выполним синтез обнаружителя СШП КРС с известными параметрами и не учитывающего возможного наличия помех (параметры мешающего сигнала неизвестны). Для его синтеза воспользуемся методом максимального

правдоподобия (МП) [5]. При известных параметрах полезного сигнала логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) имеет вид

$$L = \frac{2\gamma}{N_0} \int_0^{\tau_1} \xi(t) s(t, a_1, \varphi_1, \omega_1, \tau_1) dt - \frac{\gamma}{N_0} \int_0^{\tau_1} s^2(t, a_1, \varphi_1, \omega_1, \tau_1) dt. \quad (4)$$

Максимально правдоподобный алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра  $\gamma_0$ ) можно аналогично [1,3] представить в виде

$$\hat{\gamma} = \begin{cases} 1, & L > h, \\ 0, & L < h. \end{cases} \quad (5)$$

Обнаружитель формирует случайную величину (4) и сравнивает её с порогом  $h$ , вынося решение о наличии или отсутствии сигнала. В случае наличия мешающего сигнала доступная наблюдению реализация  $\xi(t)$  описывается выражением (3), а алгоритм (5) перестаёт быть оптимальным. Тогда оценка  $\hat{\gamma}$  параметра  $\gamma_0$ , определяемая как значение  $\gamma$ , при котором логарифм ФОП достигает абсолютного (наибольшего) максимума, является квазиправдоподобной.

Подставив в выражение (4) явный вид СШП КРС (1), перепишем логарифм ФОП в виде

$$L = a_{01} (X \cos \varphi_{01} + Y \sin \varphi_{01}) - \frac{a_{01}^2}{2} (Q + P_c \cos 2\varphi_{01} + P_s \sin 2\varphi_{01}), \quad (6)$$

где

$$\begin{aligned} X &= \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) f_1(t) \cos \omega_{01} t dt, & Y &= \frac{2}{N_0} \int_0^T \xi(t) f_1(t) \sin \omega_{01} t dt, \\ Q &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{01}} f_1^2(t) dt, \\ P_c &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{01}} f_1^2(t) \cos(4\pi\kappa_1 t / \tau_{01}) dt, \\ P_s &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{01}} f_1^2(t) \sin(4\pi\kappa_1 t / \tau_{01}) dt. \end{aligned} \quad (7)$$

Величина  $\kappa_1 = \omega_{01}\tau_{01}/2\pi$  в (7) характеризует степень узкополосности СШП КРС и равна количеству периодов гармонического колебания (1), укладывающихся на длительности сигнала  $\tau_{01}$ .

Выполним анализ КП алгоритма обнаружения (5), т.е. найдём вероятности ошибок. Чтобы получить вероятности ложной тревоги  $\alpha_0$  и пропуска сигнала  $\beta_0$ , необходимо найти плотность вероятности случайной величины (СВ)  $L$  (6). Она является линейным преобразованием СВ  $X$  и  $Y$ . По определению (7) СВ  $X$  и  $Y$  являются гауссовскими и полностью статистически описываются первыми двумя моментами. Тогда, отыскав функцию распределения СВ  $L$  при отсутствии и наличии сигнала, аналогично [3] можно записать выражения для вероятности ложной тревоги

$$\alpha_0 = P\{L > h | \gamma_0 = 0\} = 1 - \Phi\left(\frac{2h + a_{01}^2(Q + P_c \cos 2\varphi_{01} + P_s \sin 2\varphi_{01})}{2a_{01}\sqrt{Q + P_c \cos 2\varphi_{01} + P_s \sin 2\varphi_{01}}}\right) \quad (8)$$

и пропуска сигнала

$$\beta_0 = P\{L < h | \gamma_0 = 1\} = \Phi\left(\frac{h - a_{01}^2(M_1 + M) + \frac{a_{01}^2}{2}(Q + P_c \cos 2\varphi_{01} + P_s \sin 2\varphi_{01})}{a_{01}\sqrt{Q + P_c \cos 2\varphi_{01} + P_s \sin 2\varphi_{01}}}\right), \quad (9)$$

где

$$M_1 = Q + P_c \cos 2\varphi_{01} + P_s \sin 2\varphi_{01},$$

$$M = \Delta a_2 \left[ (K_{c1} + K_{c2}) \cos(\Delta\varphi_2 + 2\varphi_{01}) + (K_{s1} + K_{s2}) \sin(\Delta\varphi_2 + 2\varphi_{01}) \right],$$

$$K_{c1} = \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \cos\left(\left(\omega_{01} + \omega_{02}\right)t + \frac{\nu t^2}{2}\right) dt =$$

$$= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \cos\left(\frac{(\Delta\omega_{02}\tau_{01} + 4\pi\kappa_1)}{\Delta\omega_2\tau_{02}}t + \frac{\nu t^2}{2\Delta\omega_2^2\tau_{02}^2}\right) dt,$$

$$\begin{aligned}
 K_{c2} &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \cos\left((\omega_{01} - \omega_{02})t + \frac{\nu t^2}{2}\right) dt = \\
 &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \cos\left(\frac{\Delta\omega_{02}\tau_{01}}{\Delta\omega_{02}\tau_{02}}t + \frac{\nu t^2}{2\Delta\omega_{02}^2\tau_{02}^2}\right) dt, \\
 K_{s1} &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \sin\left((\omega_{01} + \omega_{02})t + \frac{\nu t^2}{2}\right) dt = \\
 &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \sin\left(\frac{(\Delta\omega_{02}\tau_{01} + 4\pi\kappa_1)}{\Delta\omega_{02}\tau_{02}}t + \frac{\nu t^2}{2\Delta\omega_{02}^2\tau_{02}^2}\right) dt, \\
 K_{s2} &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \sin\left((\omega_{01} - \omega_{02})t + \frac{\nu t^2}{2}\right) dt = \\
 &= \frac{1}{N_0} \int_0^{\tau_{02}} f_1(t) \sin\left(\frac{\Delta\omega_{02}\tau_{01}}{\Delta\omega_{02}\tau_{02}}t + \frac{\nu t^2}{2\Delta\omega_{02}^2\tau_{02}^2}\right) dt.
 \end{aligned}$$

В качестве примера рассмотрим обнаружение СШП КРС синтезированным обнаружителем (5) на фоне ЛЧМ-помехи  $\nu$ , формы модулирующих функций которых  $f_1(t) = \exp(-\lambda_1 t / T_2)$  и  $f_2(t) = \exp(-\lambda_2 t / T_2)$  соответственно, где  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  характеризуют скорости изменения модулирующих функций. Введём далее обозначение:  $z^2 = 2a_{01}^2 T_2 / N_0$  – отношение сигнал/шум (ОСШ) на выходе приёмника МП для СШП КРС с амплитудой  $a_{01}$  и длительностью  $T_2$  и прямоугольной модулирующей функцией [2,3].

На рис. 1 приведена трёхмерная зависимость вероятности пропуска сигнала (9) от параметра ЛЧМ-помехи  $\nu$  и отношения помеха/сигнал для обнаружителя (5). При этом полагалось ОСШ  $z = 5$ ,  $\kappa_1 = 0,5$ ,  $\kappa_2 = 0,5$ , начальная фаза сигнала  $\varphi_{01} = 0$ ,  $\lambda_1 = 2$  и  $\lambda_2 = 1$ . Предполагалось, что ЛЧМ-помеха (2) по спектру согласована с полезным сигналом (1).

Рис. 1 наглядно демонстрирует влияние параметра ЛЧМ-помехи с ростом отношения помеха/сигнал. Например, эффективность обнаружителя можно повысить на несколько порядков в равной степени, выбрав параметр ЛЧМ-помехи не  $\nu = 24$ , а  $\nu = 18$  или  $\nu = 32$ .

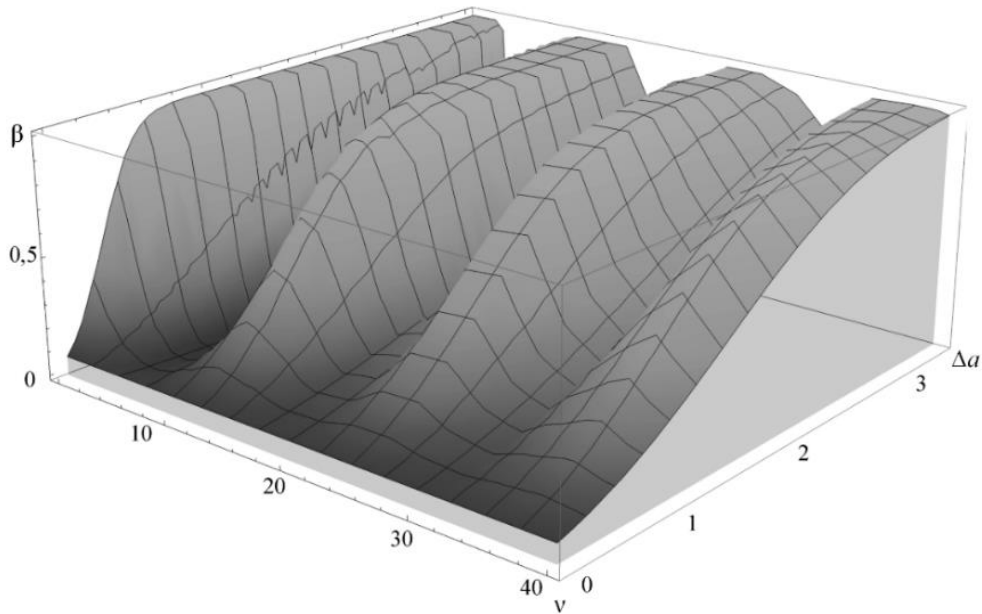


Рис.1. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра ЛЧМ-помехи и отношения помеха/сигнал.

### 3. Синтез и анализ квазиправдоподобного алгоритма обнаружения сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне помех с максимизацией по амплитуде и начальной фазе

В случае неизвестных амплитуды и начальной фазы полезного сигнала может использоваться алгоритм с максимизацией решающей статистики по неизвестным параметрам. Квазиправдоподобный алгоритм обнаружения сигнала (оценки параметра  $\gamma_0$ ) с максимизацией по амплитуде и начальной фазе можно представить в виде (5), где  $L = \sup_{a_1, \varphi_1} L(a_1, \varphi_1) = L(\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1)$ ,  $L(a_1, \varphi_1) = L(\gamma = 1, a_1, \varphi_1, \tau_1)$ , а  $(\hat{a}_1, \hat{\varphi}_1) = \operatorname{argsup} L(a_1, \varphi_1)$  – КП оценки неизвестных амплитуды и начальной фазы сигнала (1).

Подставив в выражение (4) явный вид СШП КРС (1), перепишем логарифм ФОП в виде

$$L(a_1, \varphi_1) = a_1 (X \cos \varphi_1 + Y \sin \varphi_1) - \frac{a_1^2}{2} (Q + P_c \cos 2\varphi_1 + P_s \sin 2\varphi_1), \quad (10)$$

отличающимся от (6) неизвестными амплитудой и начальной фазой полезного сигнала.



Для получения решающей статистики выполним аналитически максимизацию логарифма ФОП (10) по переменным  $a_1$  и  $\varphi_1$  получим

$$L = \max_{a_1, \varphi_1} L(a_1, \varphi_1) = \frac{X^2(Q - P_c) + Y^2(Q + P_c) - 2XY P_s}{2(Q^2 - P_c^2 - P_s^2)} \begin{matrix} \hat{\gamma} = 1 \\ \geq h \\ \hat{\gamma} = 1 \end{matrix} \quad (11)$$

Решение о наличии или отсутствии сигнала выносится на основе сравнения решающей статистики (11) с порогом  $h$ .

Аналогично [3] выполним анализ КП алгоритма обнаружения с максимизацией по амплитуде и начальной фазе (11) и найдём вероятности ложной тревоги  $\alpha$  и пропуска сигнала  $\beta$

$$\alpha = \int_h^\infty W(L|\gamma_0 = 0) dL = \begin{cases} \exp(-h), & h \geq 0, \\ 1, & h < 0, \end{cases}$$

$$\beta = \int_0^h W(L|\gamma_0 = 1) dL = \exp\left\{-\frac{z^2}{2}V\right\} \int_0^h \exp(-L) I_0(z\sqrt{2LV}) dL,$$

где обозначено  $V = \frac{g^2 A_c^2 + [(Q + P_c)A_s - P_s A_c]^2}{g^2 Q(Q + P_c)}$ ,

$$A_c = A_{c1} + A_{c2}, \quad A_s = A_{s1} + A_{s2}, \quad g^2 = Q^2 - P_c^2 - P_s^2,$$

$$A_{c1} = (Q + P_c)\cos\varphi_{01} + P_s \sin\varphi_{01}, \quad A_{s1} = (Q - P_c)\sin\varphi_{01} + P_s \cos\varphi_{01},$$

$$A_{c2} = \Delta a_2 \left[ (K_{c1} + K_{c2})\cos(\Delta\varphi_2 + \varphi_{01}) + (K_{s1} + K_{s2})\sin(\Delta\varphi_2 + \varphi_{01}) \right],$$

$$A_{s2} = \Delta a_2 \left[ (K_{s1} + K_{s2})\cos(\Delta\varphi_2 + \varphi_{01}) - (K_{c1} + K_{c2})\sin(\Delta\varphi_2 + \varphi_{01}) \right].$$

На рис. 2 приведены зависимости вероятности пропуска сигнала от параметра ЛЧМ-помехи для обнаружителей без максимизации (сплошная и пунктирная на рис. 2а, кривые без маркеров на рис. 2б) (5) и с максимизацией по неизвестным параметрам (штрихпунктирная и штриховая на рис. 2а, кривые с маркерами на рис. 2б) (11). Порог  $h$  выбирался по критерию Неймана-Пирсона [5] при фиксированном уровне вероятности ложной тревоги равном  $10^{-3}$ . На рис. 2а сплошной и штрихпунктирной кривой представлена зависимость вероятности пропуска сигнала при рассогласовании по начальной

фазе  $\Delta\varphi_2 = \pi$ , пунктирная и штриховая – при отсутствии расстройки  $\Delta\varphi_2 = 0$ . На рис. 2б сплошные кривые без маркеров и с маркерами соответствуют зависимости вероятности пропуска сигнала для параметра узкополосности ЛЧМ-помехи  $\kappa_2 = 0,1$ , штриховые с маркерами и без маркеров –  $\kappa_2 = 0,5$ , штрихпунктирные с маркерами и без маркеров –  $\kappa_2 = 2,5$ . При этом полагалось  $z = 5$ ,  $\kappa_1 = 0,5$ ,  $\kappa_2 = 0,5$  (для рис. 2а),  $\varphi_{01} = 0$ ,  $\lambda_1 = 2$  и  $\lambda_2 = 1$ . Предполагалось, что ЛЧМ-помеха (2) по спектру согласована с полезным сигналом (1), отношение помеха/сигнал  $\Delta a_2 = 1$  и расстройка по начальной фазе  $\Delta\varphi_2 = \pi$  (для рис. 2б).

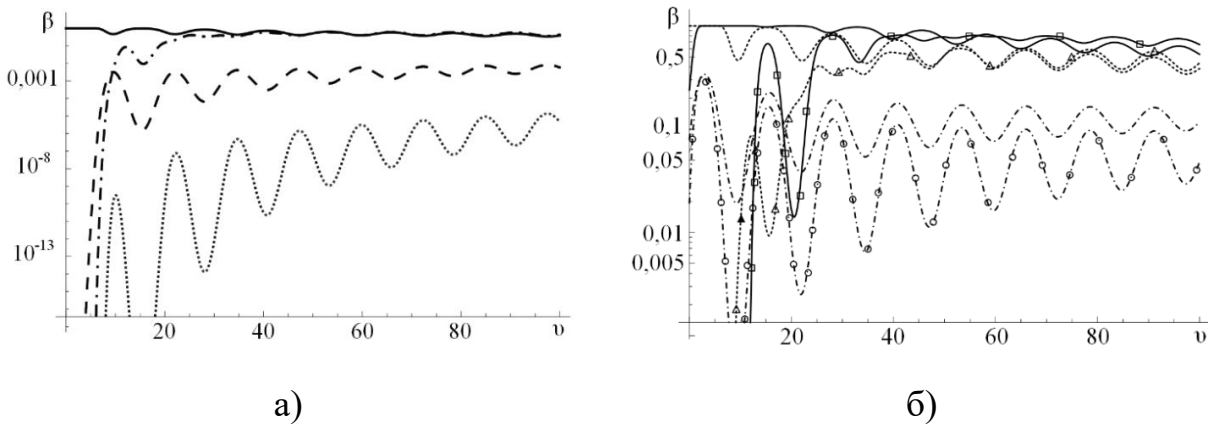


Рис.2. Зависимость вероятности пропуска сигнала от параметра ЛЧМ-помехи.

Из рис. 2 видно, что при значениях параметра ЛЧМ-помехи  $\nu$  от 5 до 20 вероятность пропуска сигнала может изменяться более чем на 10 порядков, при значениях параметра от 20 до 60 влияние на вероятность пропуска сигнала уменьшается с 7 порядков до 2. С ростом параметра ЛЧМ-помехи выше 60 влияние на вероятность пропуска сигнала в значительной степени уменьшается и описывается гармоническим законом. Значительное увеличение параметра ЛЧМ-сигнала будет приводить лишь к ухудшению эффективности обнаружителя СШП КРС. Максимизация по неизвестным параметрам приводит к большему разбросу значений вероятности пропуска сигнала с ростом параметра ЛЧМ-помехи. Увеличение параметра узкополосности мешающего сигнала (устремление его модели к узкополосному радиосигналу) приводит к повышению эффективности работы обнаружителя.

## Заключение

В работе исследовано влияние на эффективность обнаружения СШП КРС ЛЧМ-помехи. Анализ эффективности обнаружения при воздействии ЛЧМ-помехи показал, что она обладает большой степенью деструктивного воздействия на сигнальном уровне, при этом изменение параметров мешающего сигнала может приводить к снижению вероятности правильного приёма полезного сигнала на несколько порядков. На практике же к детерминированным сигналам (сигналоподобным помехам) возможно адаптировать приёмник, а из-за наличия случайной составляющей в ЛЧМ-помехе это сделать крайне сложно, и такое воздействие будет иметь гарантированное деструктивное воздействие. В результате сравнительного анализа эффективности функционирования различных структур обнаружителей было установлено, что в интересах повышения надёжности и эффективности систем связи и передачи данных в условиях сложной помеховой обстановки лучше использовать алгоритмы обнаружения без максимизации по неизвестным параметрам, а при условии отсутствия поблизости более мощных источников сигналов целесообразно использовать обнаружители с максимизацией по неизвестным параметрам.

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (проект FSWF-2020-0022).

## Литература

1. Разиньков С.Н. Основные направления развития и базовые технологии создания систем радиосвязи со сверхширокополосными сигналами // Воздушно-космические силы. Теория и практика. 2019. №11. С. 38-44.
2. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. М.: Радиотехника, 2009. 288 с.

3. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Квазиправдоподобное обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала произвольной формы с неизвестной длительностью // Радиотехника. 2016. №6. С. 99-105.
4. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума // Известия вузов. Радиофизика, 2009. Т. 52. №9. С. 749-760.
5. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320с.

**Для цитирования:**

Корчагин Ю.Э., Титов К.Д., Завалишина О.Н., Макаров А.А. Обнаружение сверхширокополосных квазирадиосигналов на фоне помехи с линейной частотной модуляцией. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.12.15>