

Синтез и анализ алгоритмов и устройств обработки сигналов

№ 5

Главный редактор – Засл. деятель науки РФ, д.т.н., проф. **А.П. Трифонов**

Редакционная коллегия: д.т.н., проф. **В.М. Артюшенко**, д.т.н., проф. **В.Г. Карташевский**, д.т.н., проф. **Ю.С. Шинаков** (зам. главного редактора)

Редактор выпуска – д.т.н., доц. **В.И. Воловач**

Синтез и анализ систем и устройств обработки сигналов

УДК 621.321

Характеристики обнаружения сигнала с фиксированной энергией в условиях априорной параметрической неопределенности

© Авторы, 2017

© ООО «Издательство «Радиотехника», 2017

А.П. Трифонов – Засл. деятель науки РФ, д.т.н., профессор, зав. кафедрой радиофизики, Воронежский государственный университет

E-mail: trifonov@phys.vsu.ru

Е.В. Литвинов – к.ф.-м.н., ассистент, кафедра радиофизики, Воронежский государственный университет

Ю.Э. Корчагин – д.ф.-м.н., профессор, кафедра радиофизики, Воронежский государственный университет

E-mail: korchagin@phys.vsu.ru

Найдены характеристики алгоритма обнаружения сигнала произвольной формы с неизвестными длительностью, временем прихода и фиксированной энергией.

Ключевые слова: обнаружение, вероятность ложной тревоги, вероятность пропуска сигнала, фиксированная энергия, время прихода, длительность.

Detection characteristics of general form signal are founded when arrival time, duration and fixed power of the signal are unknown.

Keywords: detection, probability of false alarm, probability of the missing signal, fixed energy, time of arrival, duration.

Задача обнаружения квазидетерминированного сигнала на фоне аддитивного гауссовского белого шума является одной из основных задач, решаемых в процессе проектирования и оценки потенциальных возможностей радиотехнических систем радиолокации, навигации и связи. В работах [1–5] рассматривалось обнаружение квазидетерминированного сигнала при условии, что амплитуда и длительность сигнала априори неизвестны. Предполагалось, что амплитуда и длительность принимаемого сигнала априори независимы, так что энергия сигнала в общем случае могла принимать произвольные значения. Однако в реальных радиотехнических системах, в частности, в мобильных системах связи, энергия сигнала, как правило, ограничена определенной величиной. Поэтому значительный интерес представляет анализ систем обнаружения квазидетерминированных сигналов с фиксированной энергией.

Ц е л ь р а б о т ы – изучить характеристики алгоритма обнаружения сигнала произвольной формы с фиксированной энергией при неизвестных длительности и времени прихода.

В дальнейшем в качестве модели сигнала примем

$$s(t) \equiv s(t, E_0, \lambda_0, \tau_0) = \sqrt{E_0/\tau_0} f[(t - \lambda_0)/\tau_0], \quad (1)$$

где λ_0 – время прихода; $\tau_0 = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt / [\sup s(t)]^2$ – эквивалентная длительность сигнала; E_0 – энергия:

$$E_0 = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt. \quad (2)$$

Функция $f(x)$ описывает форму сигнала и обладает следующими свойствами:

$$\sup f(x) = 1, \quad \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) dx = 1. \quad (3)$$

Пусть сигнал $s(t)$ наблюдается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . В дальнейшем будем считать, что энергия (2) сигнала (1) фиксирована.

В [3] предложены способы расчета вероятностей ошибок 1-го и 2-го рода (вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала) при приеме сигнала с неизвестными временем прихода, длительностью и амплитудой в случае, когда энергия сигнала может принимать произвольные значения. Рассмотрим теперь прием сигнала (1) с фиксированной, но неизвестной энергией (2) и неизвестными временем прихода и длительностью.

Положим, что возможные значения времени прихода λ_0 и длительности τ_0 лежат в априорной области $\Pi = [\Lambda_1; \Lambda_2][T_1; T_2]$. Для обнаружения сигнала (1) будем использовать алгоритм, синтезированный по методу максимального правдоподобия [4, 5 и др.]. Ниже будут найдены асимптотические выражения для вероятностей ошибок 1-го и 2-го рода (вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала) данного алгоритма обнаружения сигнала (1).

Синтез алгоритмов обнаружения

Пусть в течение времени $[0; T]$ на вход приемника поступает реализация смеси сигнала и шума $x(t) = s(t) + n(t)$ или только шума $x(t) = n(t)$, причем сигнал $s(t)$ и шум $n(t)$ статистически независимы. Будем считать, что время наблюдения T достаточно велико, так что сигнал (1) полностью расположен внутри интервала наблюдения $[0; T]$. Для этого необходимо выполнение условий $\Lambda_1 \gg T_2$ и $T - \Lambda_2 \gg T_2$.

Согласно методу максимального правдоподобия [4, 5] для обнаружения сигнала (1) необходимо формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ЛФОП) и сравнивать величину его абсолютного (наибольшего) максимума с порогом, выбранным в соответствии с заданным критерием оптимальности обнаружения [5]. В соответствии с [4, 5] запишем ЛФОП $M(E, \lambda, \tau)$ как функцию неизвестных значений энергии E , времени прихода λ и длительности τ сигнала для всех $(\lambda, \tau) \in \Pi$:

$$M(E, \lambda, \tau) = \frac{2\sqrt{E}}{N_0} \int_0^T x(t) f[(t - \lambda)/\tau] dt \sqrt{\tau} - E/N_0. \quad (4)$$

Решение о наличии полезного сигнала (1) в наблюдаемых данных принимается, если абсолютный максимум ЛФОП (4) превысил порог h (гипотеза H_1), иначе выносится решение об отсутствии сигнала (гипотеза H_0).

Заметим, что второе слагаемое в выражении для ЛФОП не зависит от неизвестных параметров λ и τ и не оказывает влияния на характеристики алгоритма обнаружения сигнала (1). Так как энергия сигнала (1) строго положительна и фиксирована, то величина \sqrt{E} , входящая множителем в первое слагаемое в (4), также строго положительна и фиксирована. Поэтому она не влияет на характеристики обнаружения и при синтезе устройства обработки может быть заменена на произвольный конечный положительный параметр A , зависящий от способа аппаратурной реализации устройства обнаружения. Тогда алгоритм обнаружения сигнала (1) можно записать в виде

$$\sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} r(\lambda, \tau) > h \Rightarrow H_1, \quad \sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} r(\lambda, \tau) < h \Rightarrow H_0, \quad (5)$$

где

$$r(\lambda, \tau) = 2A \int_0^T x(t) f[(t-\lambda)/\tau] dt / (N_0 \sqrt{\tau}). \quad (6)$$

Эффективность алгоритма обнаружения будем характеризовать вероятностями ошибок 1-го и 2-го рода (вероятностями ложной тревоги и пропуска сигнала).

Расчет характеристик алгоритма обнаружения

Пусть справедлива гипотеза H_0 об отсутствии сигнала в наблюдаемых данных $x(t)$. Тогда вероятность ложной тревоги алгоритма (5) определяется выражением

$$\alpha = P \left[\sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} r_0(\lambda, \tau) > h \mid H_0 \right], \quad (7)$$

где

$$r_0(\lambda, \tau) = 2A \int_0^T n(t) f[(t-\lambda)/\tau] dt / (N_0 \sqrt{\tau}) \approx 2A \int_{-\infty}^{\infty} n(t) f[(t-\lambda)/\tau] dt / (N_0 \sqrt{\tau}) \quad (8)$$

– функционал (6) при отсутствии сигнала $s(t)$ в наблюдаемых данных $x(t)$, представляющий собой центрированное гауссовское случайное поле с дисперсией $2A^2/N_0$ и коэффициентом корреляции

$$B_0(\lambda, \tau_1, \tau_2) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t/\tau_1) f[(t-\lambda)/\tau_2] dt / \sqrt{\tau_1 \tau_2}. \quad (9)$$

Перепишем выражение для вероятности ложной тревоги (7) в виде

$$\alpha = 1 - P_N(h), \quad P_N(h) = P \left[\sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} r_0(\lambda, \tau) < h \mid H_0 \right]. \quad (10)$$

Согласно (9) в общем случае поле $r_0(\lambda, \tau)$ (8) неоднородно по параметру τ . Это не позволяет воспользоваться результатами [4, 5] для расчета вероятности $P_N(h)$ (10). Аналогично [7] разобьем априорную область возможных значений времени прихода и длительности Π на I подобластей $\Pi_i = [\Lambda_1; \Lambda_2][T_{1i}; T_{2i}]$, $i = 1, \dots, I$ таких, что для любого $\tilde{\tau}_i \in [T_{1i}; T_{2i}]$ выполняется условие

$$\delta = \Delta \tau_i / \tilde{\tau}_i \ll 1, \quad i = 1, \dots, I, \quad (11)$$

где $\Delta \tau_i = T_{2i} - T_{1i}$.

Тогда в каждой подобласти Π_i при $\delta \rightarrow 0$ случайное поле $r_0(\lambda, \tau)$ (8) можно считать локально-однородным. Потребуем далее, чтобы значения поля $r_0(\lambda, \tau)$ в различных подобластях Π_i были приближенно статистически независимы. Для этого достаточно, чтобы площадь каждой из I подобластей Π_i была значительно больше площади области, где корреляционная функция существенно отлична от нуля. Это требование выполняется, если [5]

$$\xi_i = \xi(\tilde{\tau}_i) = \Lambda \Delta \tau_i d(\tilde{\tau}_i) \gg 1, \quad i = 1, \dots, I, \quad (12)$$

где $\Lambda = \Lambda_2 - \Lambda_1$, а

$$d^2(\tilde{\tau}_i) = - \left\{ \frac{\partial^2 B_0(\lambda, \tau_1, \tau_2)}{\partial \lambda^2} \cdot \frac{\partial^2 B_0(\lambda, \tau_1, \tau_2)}{\partial \tau_1 \partial \tau_2} + \left[\frac{\partial^2 B_0(\lambda, \tau_1, \tau_2)}{\partial \lambda \partial \tau_2} \right]^2 \right\}_{\lambda=0, \tau_1=\tau_2=\tilde{\tau}_i}. \quad (13)$$

Тогда при выполнении (11) и (12) вероятность $P_N(h)$ (10) можно записать в виде

$$P_N(h) \approx \prod_{i=1}^I P_{Ni}(h), \quad P_{Ni}(h) = P \left[\sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi_i} r_0(\lambda, \tau) < h \mid H_0 \right]. \quad (14)$$

Согласно [5] для функций $P_{Ni}(h)$, $i = 1, \dots, I$ справедливы аппроксимации

$$P_{Ni}(h) \approx \begin{cases} \exp \left[-\xi_i \tilde{h} \exp(-\tilde{h}^2/2) / (2\pi)^{3/2} \right], & \tilde{h} \geq 1, \\ 0, & \tilde{h} < 1, \end{cases} \quad (15)$$

где

$$\tilde{h} = h/A\sqrt{2/N_0}. \quad (16)$$

Точность приближенной формулы (15) увеличивается с ростом \tilde{h} и ξ_i (12).

Подставляя (12) и (15) в (14), находим

$$P_N(\tilde{h}) \approx \begin{cases} \exp\left[-\Lambda\tilde{h}\exp(-\tilde{h}^2/2)\sum_{i=1}^I d(\tilde{\tau}_i)\Delta\tau_i / (2\pi)^{3/2}\right], & \tilde{h} \geq 1, \\ 0, & \tilde{h} < 1. \end{cases} \quad (17)$$

При выполнении (11) и (12) величина $d(\tilde{\tau}_i)$ мало изменяется в пределах подобластей Π_i , а вероятность $P_N(\tilde{h})$ (17) не зависит от способа разбиения априорной области Π на подобласти Π_i . Это позволяет в (17) заменить суммы соответствующими интегралами.

Таким образом, при выполнении (11) и (12) соотношение (17) можно переписать в виде

$$P_N(\tilde{h}) \approx \begin{cases} \exp\left[-\xi\tilde{h}\exp(-\tilde{h}^2/2)/(2\pi)^{3/2}\right], & \tilde{h} \geq 1, \\ 0, & \tilde{h} < 1, \end{cases} \quad \xi = \Lambda \int_{T_1}^{T_2} d(\tau)d\tau. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (10) для вероятности ложной тревоги окончательно получаем

$$\alpha \approx \begin{cases} 1 - \exp\left[-\xi\tilde{h}\exp(-\tilde{h}^2/2)/(2\pi)^{3/2}\right], & \tilde{h} \geq 1, \\ 1, & \tilde{h} < 1. \end{cases} \quad (19)$$

Точность формулы (19) увеличивается с ростом ξ и \tilde{h} .

Пусть справедлива гипотеза H_1 о наличии сигнала $s(t)$ (1) в наблюдаемых данных $x(t)$. Тогда для алгоритма (5) вероятность пропуска при фиксированных истинных значениях λ_0 и τ_0 времени прихода и длительности сигнала определяется выражением

$$\beta = P\left[\sup_{(\lambda,\tau) \in \Pi} r_1(\lambda,\tau) < h \mid H_1\right], \quad (20)$$

где

$$r_1(\lambda,\tau) = 2A \int_0^T x(t)f[(t-\lambda)/\tau]dt / (N_0\sqrt{\tau}) \approx 2A \int_{-\infty}^{\infty} x(t)f[(t-\lambda)/\tau]dt / (N_0\sqrt{\tau}). \quad (21)$$

Представим этот функционал в виде

$$r_1(\lambda,\tau) = z_0 S(\lambda,\tau) + r_0(\lambda,\tau), \quad (22)$$

где $S(\lambda,\tau)$ – нормированная регулярная составляющая:

$$S(\lambda,\tau) = \langle r_1(\lambda,\tau) \rangle / z_0 = 2A \int_{-\infty}^{\infty} s(t)f[(t-\lambda)/\tau]dt / (z_0 N_0\sqrt{\tau}); \quad (23)$$

$r_0(\lambda,\tau)$ – флуктуационная составляющая функционала $r_1(\lambda,\tau)$, определенная в (8); z_0 – отношение сигнал/шум (ОСШ):

$$z_0^2 = 2E_0/N_0. \quad (24)$$

Подставляя (1) в (23), находим

$$S(\lambda,\tau) = A\sqrt{2} \int_{-\infty}^{\infty} f[(t-\lambda_0)/\tau_0]f[(t-\lambda)/\tau]dt / \sqrt{N_0\tau_0\tau} = A\sqrt{2/N_0} B_0(\lambda-\lambda_0,\tau,\tau_0), \quad (25)$$

где коэффициент корреляции $B_0(\lambda,\tau,\tau_0)$ поля $r_0(\lambda,\tau)$ определен в (9).

Разобьем область возможных значений $\Pi = [\Lambda_1; \Lambda_2][T_1; T_2]$ времени прихода λ_0 и длительности τ_0 сигнала (1) на I подобластей аналогично тому, как это было сделано при расчете вероятности ложной

тревоги. Пусть Π_S – одна из подобластей Π_i , в которой регулярная составляющая $S(\lambda, \tau)$ существенно отлична от нуля [4], а $\Pi_N = \Pi \setminus \Pi_S$ – ее дополнение до области Π . Введем обозначения $H_S = \sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi_S} r_1(\lambda, \tau)$ и $H_N = \sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi_N} r_1(\lambda, \tau)$ – абсолютные максимумы случайного поля $r_1(\lambda, \tau)$ в подобластях Π_S и Π_N соответственно. Согласно (25) при выполнении (11), (12) площадь подобласти Π_N существенно превосходит площадь подобласти Π_S и $S(\lambda, \tau) \approx A\sqrt{2/N_0}B_0(\lambda - \lambda_0, \tau, \tau_0) \approx 0$ для всех $(\lambda, \tau) \notin \Pi_S$, так что $H_N \approx \sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi_N} r_0(\lambda, \tau) \approx \sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} r_0(\lambda, \tau)$, а величины H_S и H_N можно приближенно считать статистически независимыми. Тогда для вероятности пропуска сигнала получим формулу

$$\beta \approx P(H_S < h)P(H_N < h) \approx (1 - \alpha)P_S(h), \quad (26)$$

где $P_S(h) = P(H_S < h)$; α – вероятность ложной тревоги (19).

Будем считать, что отношение сигнал/шум (24) достаточно велико. Тогда в подобласти Π_S координаты $(\hat{\lambda}, \hat{\tau})$ положения абсолютного максимума функционала $r_1(\lambda, \tau)$ (21) лежат в малой окрестности точки (λ_0, τ_0) . Кроме того, известно [4, 6], что $\hat{\lambda} \rightarrow \lambda_0, \hat{\tau} \rightarrow \tau_0$ в среднеквадратическом при $z_0 \rightarrow \infty$, поэтому можно приближенно положить $\sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi_S} r_1(\lambda, \tau) \approx r_1(\lambda_0, \tau_0)$. Так как $r_1(\lambda_0, \tau_0)$ – гауссовская слу-

чайная величина с математическим ожиданием $z_0 A\sqrt{2/N_0}$ и дисперсией $2A^2/N_0$, то для функции распределения случайной величины $r_1(\lambda_0, \tau_0)$ имеем

$$P_S(h) \approx P[r_1(\lambda_0, \tau_0) < h] = \Phi(h/A\sqrt{2/N_0} - z_0), \quad (27)$$

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

Подставляя (27) в (26) с учетом (16) для вероятности пропуска сигнала β окончательно получаем

$$\beta \approx (1 - \alpha)\Phi(\tilde{h} - z_0). \quad (28)$$

Точность соотношения (28) возрастает с увеличением ξ (18), z_0 и \tilde{h} .

Обнаружение импульса колокольной формы

В качестве примера рассмотрим характеристики обнаружения импульса колокольной формы

$$s(t) = \sqrt{E_0/\tau_0} \exp\left\{-\left[\sqrt{\pi/2}(t - \lambda_0)/\tau_0\right]^2\right\} = \sqrt{E_0/\tau_0} f[(t - \lambda_0)/\tau_0], \quad (29)$$

где

$$f(x) = \exp(-\pi x^2/2). \quad (30)$$

Пусть истинные значения времени прихода λ_0 и длительности τ_0 лежат в середине соответствующих априорных интервалов, то есть $\lambda_0 = (\Lambda_1 + \Lambda_2)/2, \tau_0 = (T_1 + T_2)/2$. Исходя из явного выражения для функции $f(x)$ (30), согласно (19) и (28) находим выражения для вероятностей ложной тревоги и пропуска сигнала с фиксированной энергией

$$\alpha \approx \begin{cases} 1 - \exp\left\{-m_\lambda(1 - \eta)\tilde{h} \exp(-\tilde{h}^2/2)/4\pi\sqrt{2}\right\}, & \tilde{h} \geq 1, \\ 1, & \tilde{h} < 1, \end{cases} \quad \beta \approx (1 - \alpha)\Phi(\tilde{h} - z_0), \quad (31)$$

где $\eta = T_1/T_2$; $m_\lambda = (\Lambda_2 - \Lambda_1)/T_1$ – число элементов разрешения, укладываемых в априорном интервале возможных значений времени прихода λ_0 сигнала (1) с минимально возможной длительностью.

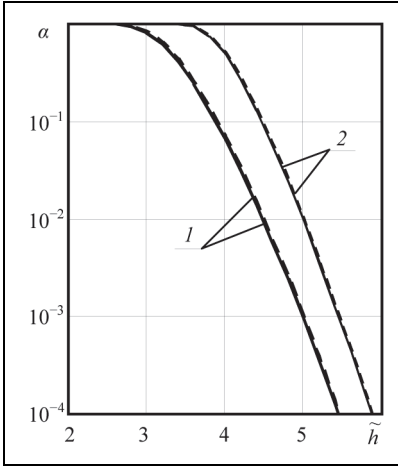


Рис. 1. Графики зависимости вероятности ложной тревоги α от порога \tilde{h}

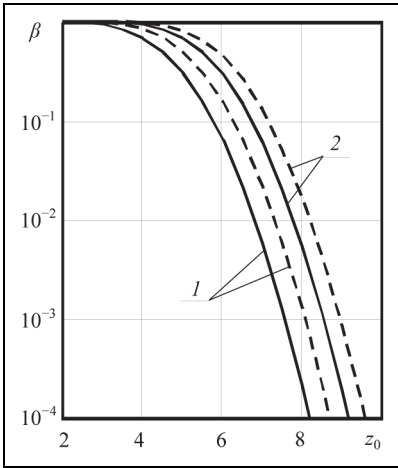


Рис. 2. Графики зависимости вероятности пропуска сигнала β от отношения сигнал/шум z_0

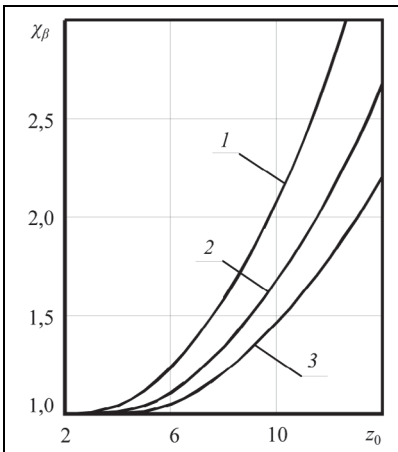


Рис. 3. Графики зависимости отношения χ_β от отношения сигнал/шум z_0

$m_\lambda = 10^6$. Из рис. 3 следует, что с уменьшением вероятности ложной тревоги и ростом отношения сигнал/шум вероятность пропуска сигнала (32) с произвольной энергией при его обработке в соответствии с

Теоретические зависимости, рассчитанные по формулам (31), представлены на рис. 1 и 2.

На рис. 1 показаны зависимости вероятности ложной тревоги α от порога \tilde{h} при $\eta = 10^{-1}$ (сплошные линии) и при $\eta = 10^{-2}$ (штриховые линии). Кривые 1 соответствуют $m_\lambda = 10^3$, кривые 2 – $m_\lambda = 10^4$. На рис. 2 представлены теоретические зависимости вероятности пропуска сигнала β от отношения сигнал/шум z_0 при $m_\lambda = 10^3$ (сплошные линии) и при $m_\lambda = 10^4$ (штриховые линии). Кривые 1 соответствуют $\alpha = 10^{-2}$, $\eta = 10^{-1}$, кривые 2 – $\alpha = 10^{-4}$, $\eta = 10^{-1}$. Из графиков следует, что рост априорной неопределенности относительно времени прихода сигнала (1) оказывает значительно большее влияние на вероятность ложной тревоги по сравнению с ростом априорной неопределенности относительно его длительности.

Сравним характеристики алгоритма (5) обнаружения сигнала с неизвестными временем прихода и длительностью при фиксированной энергии (1) с характеристиками алгоритма обнаружения сигнала с произвольной энергией и неизвестными временем прихода λ_0 , длительностью τ_0 и амплитудой a_0 :

$$s_0(t) = a_0 f[(t - \lambda_0)/\tau_0] \quad (32)$$

В (32) функция $f(x)$ описывает форму сигнала $s_0(t)$ и обладает свойствами (3). Согласно [3] алгоритм обнаружения сигнала (32) можно записать в виде

$$\sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} R^2(\lambda, \tau)/2 > h_0 \Rightarrow H_1, \quad \sup_{(\lambda, \tau) \in \Pi} R^2(\lambda, \tau)/2 < h_0 \Rightarrow H_0, \quad (33)$$

где $R(\lambda, \tau) = \int_0^T x_0(t) f[(t - \lambda)/\tau] dt / \sqrt{N_0 \tau / 2}$; $x_0(t) = s_0(t) + n(t)$ или

$x_0(t) = n(t)$ – реализация наблюдаемых данных при наличии и отсутствии сигнала (32) соответственно; h_0 – порог обнаружения.

Вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала алгоритма (33) определяются выражениями [3]

$$\alpha_0 \approx \begin{cases} 1 - \exp\left[-\frac{m_\lambda(1-\eta)\sqrt{h_0}}{2\pi} \exp(-h_0)\right], & h_0 \geq 1/2, \\ 1, & h_0 < 1/2, \end{cases} \quad (34)$$

$$\beta_0 \approx (1 - \alpha_0) \left[1 + \Phi(\sqrt{2h_0} - z_0) - \Phi(\sqrt{2h_0} + z_0) \right],$$

где $\eta = T_1/T_2$; $z_0 = a_0 \sqrt{2\tau_0/N_0}$; $m_\lambda = (\Lambda_2 - \Lambda_1)/T_1$.

Проигрыш в эффективности алгоритма обнаружения сигнала с произвольной энергией (33) по сравнению с алгоритмом обнаружения сигнала с неизвестной фиксированной энергией (5) будем характеризовать отношением $\chi_\beta = \beta_0/\beta$ вероятностей пропуска сигнала для соответствующих алгоритмов при фиксированной вероятности ложной тревоги $\alpha = \alpha_0$.

На рис. 3 показана зависимость отношения χ_β от отношения сигнал/шум z_0 : кривая 1 соответствует $\alpha = 10^{-2}$, $\eta = 10^{-1}$, $m_\lambda = 10^4$; кривая 2 – $\alpha = 10^{-4}$, $\eta = 10^{-1}$, $m_\lambda = 10^4$; кривая 3 – $\alpha = 10^{-4}$, $\eta = 10^{-1}$, $m_\lambda = 10^6$.

алгоритмом (33) заметно превышает вероятность пропуска сигнала (1) с фиксированной энергией при его обработке в соответствии с алгоритмом (5). Так, при $\alpha = 10^{-2}$, $\eta = 10^{-1}$, $m_\lambda = 10^4$ и $z_0 = 10$ вероятность пропуска β_0 сигнала (1) превышает вероятность пропуска β сигнала (32) более чем в два раза.

- Полученные в работе соотношения для вероятности ложной тревоги и пропуска сигнала могут быть использованы для исследования устройств обнаружения сигнала с неизвестной фиксированной энергией по методу максимального правдоподобия при наличии априорной неопределенности относительно неизвестных времени прихода и длительности сигнала и высоком отношении сигнал/шум.

Работа выполнена в рамках базовой части Государственного задания (проект № 3.8122.2017/8.9).

Литература

1. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Трифонов М.В. Обнаружение радиосигнала с неизвестными длительностью, амплитудой и начальной фазой // Известия ВУЗов. Радиофизика. 2015. Т. 58. № 5. С. 401–414.
2. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Литвинов Е.В. Квазиправдоподобное обнаружение сигналов с неизвестными амплитудой и длительностью // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Физика. Математика. 2016. № 1. С. 41–49.
3. Проняев Е.В. Анализ пороговых эффектов при обработке сигнала в условиях параметрической априорной неопределенности // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2003. Т. 6. № 2. С. 72–79.
4. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь. 1986. 264 с.
5. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь. 1984. 440 с.
6. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио. 1978. 296 с.
7. Трифонов А.П., Шаранов С.И. Оценка местоположения точечной цели в зоне Френеля приемной антенны // Радиотехника и электроника. 1984. Т. 29. № 2. С. 242–249.
8. Питербарг В.И. Асимптотические методы в теории гауссовских процессов и полей. М.: Изд-во МГУ. 1988. 178 с.

Поступила 12 сентября 2017 г.

Detection characteristics of signal with fixed energy under a priori parameter uncertainty

© Authors, 2017
© Radiotekhnika, 2017

A.P. Trifonov – Honored Scientist of RF, Dr. Sc. (Eng.), Professor, Head of Department of Radiophysics, Voronezh State University

E-mail: trifonov@phys.vsu.ru

E.V. Litvinov – Ph. D. (Phys.-Math.), Assistant, Department of Radiophysics, Voronezh State University

Yu.E. Korchagin – Dr. Sc. (Phys.-Math.), Professor, Department of Radiophysics, Voronezh State University

E-mail: korchagin@phys.vsu.ru

Maximum-likelihood detection algorithm synthesized for a signal with unknown duration, arrival time and with a fixed energy on the white noise background was analyzed. Asymptotic expressions for probability of false alarm and probability of missing the signal were found (for high detection threshold, large a priori area and high signal/noise ratio).

References

1. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Trifonov M.V. Obnaruzhenie radiosignala s neizvestny'mi dlitel'nost'yu, amplitudoj i nachal'noj fazoj // Izvestiya VUZov. Radiofizika. 2015. T. 58. № 5. S. 401–414.
2. Trifonov A.P., Korchagin Yu.E., Litvinov E.V. Kvizipravdopodobnoe obnaruzhenie signalov s neizvestny'mi amplitudoj i dlitel'nost'yu // Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Ser. Fizika. Matematika. 2016. № 1. S. 41–49.
3. Pronyaev E.V. Analiz porogovy'x e'ffektov pri obrabotke signala v usloviyax parametricheskoj apriornoj neopredelennosti // Fizika volnovy'x prozessov i radiotexnicheskie sistemy'. 2003. T. 6. № 2. S. 72–79.
4. Trifonov A.P., Shinaikov Yu.S. Sovmestnoe razlichenie signalov i ocenka ix parametrov na fone pomex. M.: Radio i svyaz'. 1986. 264 s.
5. Akimov P.S., Bakut P.A., Bogdanovich V.A. i dr. Teoriya obnaruzheniya signalov / Pod red. P.A. Bakuta. M.: Radio i svyaz'. 1984. 440 s.
6. Kulikov E.I., Trifonov A.P. Ocenka parametrov signalov na fone pomex. M.: Sov. radio. 1978. 296 s.
7. Trifonov A.P., Sharapov S.I. Ocenka mestopolozheniya tochechnoj czeli v zone Frenelya priemnoj anteny' // Radiotekhnika i e'lektronika. 1984. T. 29. № 2. S. 242–249.
8. Piterbarg V.I. Asimptoticheskie metody v teorii gaussovskix prozessov i polej. M.: Izd-vo MGU. 1988. 178 s.