

р-6264/ 398/ 11-12
62

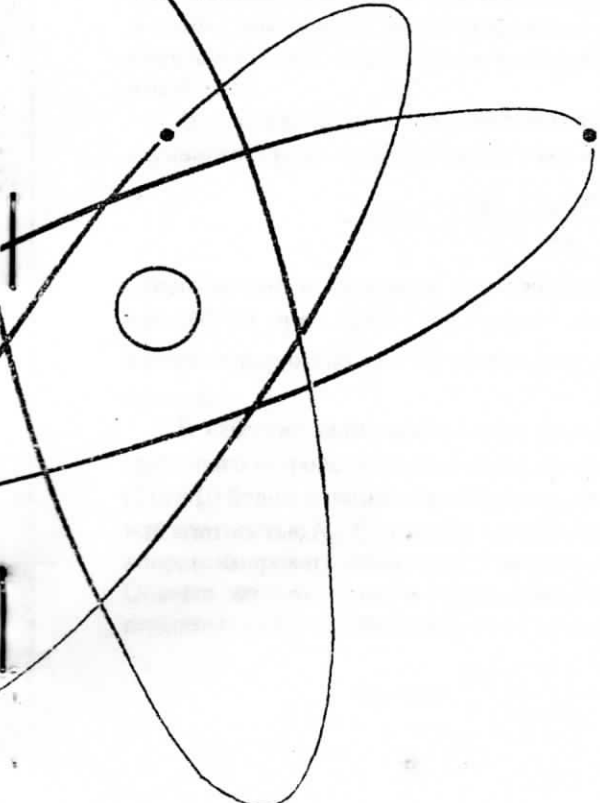
179

ISSN 0021-3470



ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



ТОМ 41

11-12

ИЗДАНИЕ
НАЦИОНАЛЬНОГО
ТЕХНИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
УКРАИНЫ
«КИЕВСКИЙ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ»

1998

369

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМПЛЕКСА ПОМЕХ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Найдена структура и характеристики алгоритмов обнаружения случайного сигнала при воздействии комплекса помех с различной степенью априорной неопределенности.

Функционирование радиоэлектронных систем осуществляется в условиях одновременной работы большого числа радиосредств — как активных станций постановщиков помех [1], так и посторонних радиосредств, совокупность сигналов которых можно описать некоторым эквивалентным случайным процессом [2]. Однако, кроме таких аддитивных помех, необходимо учитывать еще и мультипликативные помехи [3], если используются каналы передачи информации со случайными параметрами. Мультипликативные помехи, взаимодействуя с полезным сигналом, обычно трансформируют его в случайный процесс. В связи с этим рассмотрим обнаружение случайного сигнала при воздействии комплекса помех, включающего в себя как аддитивные, так и мультипликативные помехи.

В качестве модели полезного сигнала будем использовать узкополосный случайный гауссовский процесс $\xi(t)$ со спектром мощности вида [4, 5]

$$G_{\xi}(\omega) = \frac{\gamma_0}{2} \left[I \left(\frac{\nu_s - \omega}{\Omega_s} \right) + I \left(\frac{\nu_s + \omega}{\Omega_s} \right) \right], \quad (1)$$

описывающий искаженный мультипликативной помехой радиосигнал [2, 3], где $I(x) = 1$ при $|x| < 1/2$ и $I(x) = 0$ при $|x| > 1/2$; ν_s и Ω_s — центральная частота и ширина полосы частот сигнала $\xi(t)$; γ_0 — величина спектра мощности сигнала.

В качестве аддитивных помех будем рассматривать собственные шумы приемного устройства $n(t)$, а также внешнюю широкополосную помеху $N(t)$. Под $n(t)$ будем понимать белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0 . С помощью внешней широкополосной помехи $N(t)$ будем аппроксимировать совокупность мешающих сигналов от внешних источников. Обычно внешняя помеха представляет собой центрированный гауссовский стационарный случайный процесс с прямоугольным спектром мощности [2]

$$G_N(\omega) = \frac{\Gamma_0}{2} \left[I \left(\frac{\nu_N - \omega}{\Omega_N} \right) + I \left(\frac{\nu_N + \omega}{\Omega_N} \right) \right],$$

ширина полосы частот которого $\Omega_N > \Omega_s$, а центральная частота ν_N такова, что $|\nu_s - \nu_N| < (\Omega_N - \Omega_s) / 2$. В этих условиях спектр мощности внешней помехи полностью перекрывает спектр мощности полезного сигнала $\xi(t)$.

Рассмотрим задачу синтеза и анализа алгоритмов обнаружения сигнала при воздействии комплекса помех с разной степенью априорной неопределенности. При этом по наблюдаемой реализации $x(t)$ необходимо выбрать гипотезу H_1 или H_0 . Гипотеза H_1 состоит в том, что сигнал $\xi(t)$ присутствует на интервале наблюдений $[0; T]$, т. е. $x(t) = \xi(t) + n(t) + N(t)$. При гипотезе H_0 сигнал отсутствует и $x(t) = n(t) + N(t)$. Для определения структуры обнаружителя сигнала $\xi(t)$ введем в рассмотрение еще одну вспомогательную гипотезу H . Гипотеза H предполагает, что наблюдается только белый шум, т. е. $x(t) = n(t)$. Обозначим через $F_1(\gamma, \Gamma)$ — логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) для гипотезы H_1 при альтернативе H и $F_0(\Gamma)$ — логарифм ФОР для гипотезы H_0 при альтернативе H . Здесь γ и Γ — возможные значения величин спектров мощности сигнала и внешней помехи. Выражения для ФОР $F_1(\gamma, \Gamma)$ и $F_0(\Gamma)$ можно найти аналогично [6], учитывая, что наблюдаемые данные $x(t)$ являются гауссовским процессом при всех рассматриваемых гипотезах:

$$F_1(\gamma, \Gamma) = \frac{Q}{N_0(1+Q)} \int_0^T y_N^2(t) dt + \frac{q}{N_0(1+Q)(1+q+Q)} \int_0^T y_s^2(t) dt - \mu \ln(1+q+Q) - \mu(k-1) \ln(1+Q),$$

$$F_0(\Gamma) = \frac{Q}{N_0(1+Q)} \int_0^T y_N^2(t) dt - k \mu \ln(1+Q). \quad (2)$$

Здесь $y_N(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\nu) h_N(t-\nu) d\nu$ — сигнал на выходе фильтра с передаточной

функцией $H_N(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h_N(t) \exp(-j\omega t) dt$, удовлетворяющей условию

$$|H_N(\omega)|^2 = I[(\nu_N - \omega) / \Omega_N] + I[(\nu_N + \omega) / \Omega_N],$$

$$y_s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\nu) h_s(t-\nu) d\nu$$

— сигнал на выходе фильтра с передаточной функцией

$$H_s(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} h_s(t) \exp(-j\omega t) dt,$$

удовлетворяющей условию

$$|H_s(\omega)|^2 = I[(v_s - \omega) / \Omega_s] + I[(v_s + \omega) / \Omega_s]; q = \gamma / N_0,$$

$$Q = \Gamma / N_0, \mu = T \Omega_s / 2\pi, k = \Omega_N / \Omega_s.$$

Приемное устройство по наблюдаемой реализации $x(t)$ должно формировать логарифм ФОП для гипотезы H_1 при альтернативе H_0 и сравнивать его с порогом, который определяется заданным критерием оптимальности.

Пусть априори известны интенсивности сигнала γ_0 и помехи Γ_0 . Тогда логарифм ФОП запишется в виде: $L_1 = F_1(\gamma_0, \Gamma_0) - F_0(\Gamma_0)$. Подставляя сюда $F_i(\cdot)$ ($i = 0, 1$) из (2), получаем

$$L_1 = \frac{q_0}{N_0(1+Q_0)(1+q_0+Q_0)} \int_0^T y_s^2(t) dt - \mu \ln \left(1 + \frac{q_0}{1+Q_0} \right), \quad (3)$$

где $q_0 = \gamma_0 / N_0$, $Q_0 = \Gamma_0 / N_0$. Поскольку второе слагаемое не зависит от реализации наблюдаемых данных, алгоритм обнаружения сигнала при воздействии комплекса помех примет следующий вид [4, 7]. Решение о наличии или отсутствии сигнала выносится, если соответственно

$$L > h, \quad L < h, \quad (4)$$

где h — порог, $L = J_1 = \int_0^T y_s^2(t) dt / N_0(1+Q_0)$.

Найдем характеристики алгоритма обнаружения (4). Будем считать, что интервал наблюдения T существенно превосходит время корреляции случайного сигнала $\xi(t)$, т. е. выполняется неравенство

$$\mu \gg 1. \quad (5)$$

Нетрудно показать, что в этих условиях J_1 является приближенно гауссовской случайной величиной [4, 5]. Причем, если верна гипотеза H_1 , среднее значение и дисперсия случайной величины J_1 имеет вид

$$m_1 = \mu(1+q_0+Q_0)/(1+Q_0), \quad \sigma_1^2 = m_1^2 / \mu.$$

Соответственно, когда верна гипотеза H_0 , среднее значение и дисперсия гауссовской величины J_1 имеет вид $m_0 = \sigma_0^2 = \mu$. Тогда, при выполнении (5) вероятность ложной тревоги $\alpha_1 \approx 1 - \Phi[(h - m_0) / \sigma_0]$ и вероятность пропуска сигнала $\beta_1 \approx \Phi[(h - m_1) / \sigma_1]$, где $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt / \sqrt{2\pi}$ — интеграл вероятности.

Пусть порог h в (4) выбирается в соответствии с критерием Неймана—Пирсона [7], т. е. по заданному уровню вероятности ложных тревог. Тогда вероятность пропуска можно записать как

$$\beta_1 \approx \Phi\{[\psi_1(1 + Q_0) - q_0 \sqrt{\mu}] / (1 + q_0 + Q_0)\}, \quad (6)$$

где ψ_1 — корень уравнения $\alpha_1 = 1 - \Phi(\psi_1)$. Обозначим ψ_β — корень уравнения $\beta_1 = \Phi(\psi_\beta)$, а q_{1t} — пороговое значение входного отношения сигнал/шум (ОСШ). Пороговым значением входного ОСШ будем называть такое значение параметра $q_0 = \gamma_0 / N_0$, которое обеспечивает заданные величины α_1 и β_1 . Положим $\alpha_1 = \beta_1 = p < 1/2$. Тогда $\psi_\beta = -\psi_1$ и из (6) находим

$$q_{1t} = -2 \psi_\beta (1 + Q_0) / [\psi_\beta + \sqrt{\mu}]. \quad (7)$$

Рассмотрим теперь случай слабого сигнала, когда входное ОСШ мало

$$q_0 \ll 1; \mu q_0^2 \gg 1, \quad (8)$$

т. е. возможно надежное обнаружение. В этом случае выражение для вероятности пропуска сигнала (4) несколько упрощается:

$$\beta_1 \approx \Phi[\bar{\psi}_1 - \sqrt{\mu} q_0 / (1 + Q_0)],$$

а пороговое ОСШ (7) принимает вид

$$q_{1t} \approx -2 \psi_\beta (1 + Q_0) / \sqrt{\mu}. \quad (9)$$

При априори неизвестной величине γ_0 спектра мощности сигнала используем метод максимального правдоподобия (МП) [7]. В соответствии с этим методом надо неизвестное значение γ_0 в выражении для логарифма ФОП заменить на его оценку максимального правдоподобия. В результате решающая статистика может быть представлена как $L_2 = \sup_{\gamma} F_1(\gamma, \Gamma_0) - F_0(\Gamma_0)$. Подставляя в последнее выражение $F_i(\cdot)$ ($i = 0, 1$) из (2) и выполняя максимизацию, получаем

$$L_2 = J_1 - \mu \ln J_1 - \mu (1 - \ln \mu). \quad (10)$$

Таким образом, максимально правдоподобный алгоритм обнаружения при априори неизвестном значении γ_0 можно записать в форме (4), где теперь

$$L = J_1 - \mu \ln J_1. \quad (11)$$

Полагая, что верна гипотеза H_0 и обозначая $\varepsilon = 1 / \sqrt{\mu}$, представим J_1 в виде

$$J_1 = \mu (1 + \varepsilon J_{01}). \quad (12)$$

Здесь J_{01} — асимптотически (с ростом μ) гауссовская центрированная случайная величина с единичной дисперсией. Выражая в (11) J_1 через J_{01} согласно (12), имеем

$$L = \mu (1 + \varepsilon J_{01}) - \mu \ln (1 + \varepsilon J_{01}) - \mu \ln \mu.$$

Разложим L в ряд Маклорена по ε и, удерживая первый ненулевой член разложения, зависящий от реализации наблюдаемых данных, и учитывая (5) аналогично (7), находим вероятность ложной тревоги $\alpha_2 = 2 [1 - \Phi(\sqrt{2}h)]$.

Приняв, что верна гипотеза H_1 , представим J_1 аналогично (12)

$$J_1 = \mu [1 + q_0 / (1 + Q_0)] (1 + \varepsilon J_{01}),$$

где J_{01} — по-прежнему асимптотически гауссовская центрированная случайная величина с единичной дисперсией. Тогда (11) примет вид

$$L = \mu \left(1 + \frac{q_0}{1 + Q_0} \right) (1 + \varepsilon J_{01}) - \mu \ln (1 + \varepsilon J_{01}) - \mu \ln \left[\mu \left(1 + \frac{q_0}{1 + Q_0} \right) \right].$$

Разложим L в ряд Маклорена по ε и, удерживая первый ненулевой член разложения, зависящий от наблюдаемых данных, и учитывая (5) аналогично [7], находим вероятность пропуска сигнала

$$\beta_2 \approx \Phi \left\{ \frac{1 + Q_0}{q_0 \sqrt{\mu}} \left[h + \mu \ln \left\{ \mu \left(1 + \frac{q_0}{1 + Q_0} \right) \right\} \right] - \sqrt{\mu} \frac{1 + q_0 + Q_0}{q_0} \right\}. \quad (13)$$

Выбирая порог по заданному уровню вероятности ложной тревоги, обозначим ψ_2 — корень уравнения $\alpha_2 = 2 [1 - \Phi(\sqrt{2}\psi_2)]$. Кроме того, положим $\alpha_2 = \beta_2 = p < 1/2$. Обозначим также ψ_p — корень уравнения $\beta_2 = \Phi(\psi_p)$ и q_{2p} — пороговое значение входного ОСШ, которое обеспечивает заданные значения α_2 и β_2 , когда неизвестна величина γ_0 спектра мощности сигнала (1). При этом пороговое ОСШ определяется из уравнения

$$\psi_2 - \mu \left[\frac{q_{2p}}{1 + Q_0} - \ln \left(1 + \frac{q_{2p}}{1 + Q_0} \right) \right] = \psi_p \sqrt{\mu} \frac{q_{2p}}{1 + Q_0}. \quad (14)$$

В случае обнаружения слабого сигнала, когда выполняются условия (8), выражения (13) для вероятности пропуска сигнала упрощается

$$\beta_2 \approx \Phi [\psi_2 (1 + Q_0) / q_0 \sqrt{\mu} - q_0 \sqrt{\mu} / 2 (1 + Q_0)].$$

Соответственно упрощая уравнение (14), что позволяет найти приближенное пороговое значение ОСШ

$$q_{2f} \approx (1 + Q_0) [\sqrt{\psi_2^2 + 2 \psi_2 - \psi_\beta} / \sqrt{\mu}]. \quad (15)$$

Проигрыш в эффективности обнаружения из-за незнания параметров γ_0 будем характеризовать отношением $\chi_{21} = q_{2f} / q_{1f}$. Причем для слабого сигнала, когда выполняются (8), этот проигрыш в соответствии с (9), (15) будет определяться выражением

$$\chi_{021} = (1 + \sqrt{1 + 2 \psi_2 / \psi_\beta^2}) / 2. \quad (16)$$

Пусть теперь априори неизвестны как величина спектра мощности сигнала γ_0 , так и величина спектра мощности внешней помехи Γ_0 . Тогда в соответствии с методом МП [7] решающая статистика определяется соотношением: $L_3 = \sup_{\gamma, \Gamma} F_1(\gamma, \Gamma) - \sup_{\Gamma} F_0(\Gamma)$. Подставляя в это выражение $F_i(\cdot)$ ($i = 0, 1$) из (2) и отыскивая соответствующие максимумы, получаем

$$L_3 = \mu \{k \ln(A/k) - (k-1) \ln[(A-1)/(k-1)]\}, \quad (17)$$

где

$$A = \int_0^T y_N^2(t) dt / \int_0^T y_s^2(t) dt. \quad (18)$$

Отбросим в (17) слагаемые, не зависящие от реализации наблюдаемых данных. Тогда максимально правдоподобный алгоритм обнаружения при априори неизвестных параметров γ_0 и Γ_0 получаем в виде (4), где теперь

$$L = [k / (k-1)] \ln A - \ln(A-1). \quad (19)$$

Согласно (18) и (19) структура алгоритма обнаружения не зависит от интенсивностей полезного сигнала и внешней помехи. Кроме того, структура алгоритма инвариантна к величине спектральной плотности N_0 собственных шумов приемного устройства.

Для того, чтобы найти характеристики обнаружителя (4), (19), представим

(18) как $A = J_2 / J_1$, где $J_2 = \int_0^T y_N^2(t) dt / N_0 (1 + Q_0)$. Положим, что верна гипотеза H_0 и перепишем J_1 и J_2 в виде

$$J_1 = \mu (1 + \varepsilon J_{01}), J_2 = \mu k (1 + \varepsilon J_{02} / \sqrt{k}),$$

где J_{01} и J_{02} — асимптотически гауссовские центрированные случайные величины с единичными дисперсиями и корреляцией $\langle J_{01} J_{02} \rangle = 1 / \sqrt{k}$. Представляя эти выражения в (19), получаем

$$L = \frac{k}{k-1} \ln k + \frac{k}{k-1} \ln \left(1 + \frac{\varepsilon}{\sqrt{k}} J_{02} \right) - \frac{1}{k-1} \ln (1 + \varepsilon J_{01}) - \\ - \ln (k-1) - \ln \left[1 + \varepsilon \left(\frac{\sqrt{k}}{k-1} J_{02} - \frac{1}{k-1} J_{01} \right) \right].$$

Разложим L в ряд Маклорена по ε и, удерживая первый ненулевой член разложения, зависящий от реализации наблюдаемых данных, находим вероятность ложной тревоги $\alpha_3 = 2 [1 - \Phi(\sqrt{2}h)]$.

Когда верна гипотеза H_1 , представим J_1 и J_2 как

$$J_1 = \mu [1 + q_0 / (1 + Q_0)] (1 + \varepsilon J_{01}),$$

$$J_2 = k \mu [1 + q_0 / k (1 + Q_0)] (1 + \varepsilon r J_{02} / \sqrt{k}),$$

где $r = [(1 + Q_0)^2 + q_0 (q_0 + 2 + 2 Q_0) / k]^{1/2} (1 + Q_0 + q_0 / k)^{-1}$. Подставляя эти выражения в (19), получаем

$$L = \frac{k}{k-1} \ln \left[\frac{k(1 + Q_0) + q_0}{1 + Q_0 + q_0} \right] + \ln \left[\mu \left(1 + \frac{q_0}{1 + Q_0} \right) \right] + \frac{k}{k-1} \ln \left(1 + \frac{\varepsilon r}{\sqrt{k}} J_{02} \right) - \\ - \frac{1}{k-1} \ln (1 + \varepsilon J_{01}) - \ln \mu (k-1) - \\ - \ln \left\{ 1 + \varepsilon \left[\frac{r [k(1 + Q_0) + q_0]}{(1 + Q_0)(k-1)\sqrt{k}} J_{02} - \frac{1 + Q_0 + q_0}{(1 + Q_0)(k-1)} J_{01} \right] \right\}.$$

Разложим L в ряд Маклорена по ε и, удерживая первый ненулевой член разложения, зависящий от реализации наблюдаемых данных, аналогично [7], находим вероятность пропуска сигнала

$$\beta_3 \approx \Phi \left\{ \frac{k(1 + Q_0) + q_0}{q_0} \sqrt{\frac{\mu(k-1)}{k}} \left[h - \frac{k}{k-1} \ln \left(\frac{k[1 + Q_0] + q_0}{1 + Q_0 + q_0} \right) - \right. \right. \\ \left. \left. - \ln \left(\frac{1 + Q_0 + q_0}{(1 + Q_0)(k-1)} \right) \right] \right\}. \quad (20)$$

Выбирая порог по заданному уровню вероятности ложной тревоги, обозначим ψ_3 — корень уравнения $\alpha_3 = 2 [1 - \Phi(\sqrt{2} \psi_3)]$. Кроме того, положим $\alpha_3 = \beta_3 = p < 1/2$. Обозначим также ψ_β — корень уравнения $\beta_3 = \Phi(\psi_\beta)$ и q_{3t} — пороговое ОСШ, которое обеспечивает заданные значения α_3 и β_3 при неизвестных величинах спектров мощности сигнала γ_0 и помехи Γ_0 . Тогда пороговое ОСШ определяется из уравнения

$$\frac{k(1+Q_0)+q_{3t}}{q_{3t}} \sqrt{\frac{\mu(k-1)}{k}} \times \\ \times \left\{ \frac{\psi_3}{\mu(k-1)} - \frac{k}{k-1} \ln \left(\frac{k[1+Q_0]+q_{3t}}{k[1+q_{3t}]} \right) - \ln \left(1 + \frac{q_{3t}}{1+Q_0} \right) \right\} = \psi_\beta. \quad (21)$$

Для слабого сигнала, когда выполняются условия (8), выражение (20) несколько упрощается

$$\beta_3 \approx \Phi \left[\frac{\psi_3(1+Q_0)}{q_0} \sqrt{\frac{k}{\mu(k-1)}} - \frac{q_0}{2(1+Q_0)} \sqrt{\frac{\mu(k-1)}{k}} \right].$$

Соответственно упрощается уравнение (21), что позволяет найти приближенное пороговое значение входного ОСШ

$$q_{3t} \approx (1+Q_0) \sqrt{\frac{k}{\mu(k-1)}} \left[\sqrt{\psi_p^2 + 2\psi_3} - \psi_\beta \right]. \quad (22)$$

Проигрыш в эффективности обнаружения из-за незнания параметров γ_0 и Γ_0 будем описывать отношением $\chi_{31} = q_{3t}/q_{1t}$, а проигрыш в эффективности обнаружения из-за незнания Γ_0 — отношением $\chi_{32} = q_{3t}/q_{2t}$. Причем для слабого сигнала, когда выполняются (8), эти проигрыши в соответствии с (9), (22) и (15), (22) будут определяться выражениями

$$\chi_{031} = \chi_{021} \sqrt{k/(k-1)}, \quad \chi_{032} = \sqrt{k/(k-1)}. \quad (23)$$

На рис. 1 приведены зависимости $\chi(\mu)$ при $Q_0 = 0,2$ и $p = 10^{-2}$. Сплошная линия 1 рассчитана по формулам (7), (14) и показывает проигрыш $\chi_{21}(\mu)$ в эффективности обнаружения из-за незнания величины γ_0 спектральной плотности радиосигнала (1). Штриховая линия 1 рассчитана по приближенной формуле (16). Как следует из рис. 1, приближенная формула (16) удовлетворительно аппроксимирует зависимость $\chi_{21}(\mu)$. Отметим, что с ростом μ проигрыш в эффективности обнаружения убывает. Это объясняется увеличением

точности оценки максимального правдоподобия величины спектра мощности радиосигнала, которая используется при синтезе обнаружителя (11).

Сплошная линия 2 рассчитана по формулам (7), (21) при $k = 2$ и показывает проигрыш $\chi_{31}(\mu)$ в эффективности обнаружения из-за незнания интенсивностей сигнала и внешней помехи. Штриховая линия 2 рассчитана по приближенной формуле (23). Отметим, что с ростом μ проигрыш в эффективности обнаружения медленно возрастает, приближаясь к предельному значению χ_{031} (23).

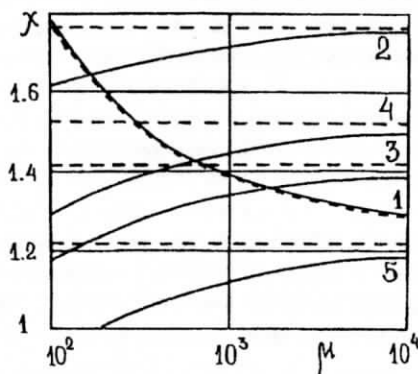


Рис. 1

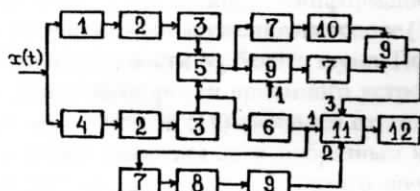


Рис. 2

Сплошная линия 3 рассчитана по формулам (14), (21) при $k = 2$ и показывает проигрыш $\chi_{32}(\mu)$ в эффективности обнаружения из-за незнания интенсивности внешней помехи при неизвестной интенсивности сигнала. Штриховая линия 3 рассчитана по приближенной формуле (23). Как и зависимость $\chi_{31}(\mu)$ (кривая 2), зависимость $\chi_{32}(\mu)$ показывает, что проигрыш в эффективности обнаружения медленно возрастает с увеличением μ , приближаясь к предельному значению χ_{032} (23).

Линии 4 показывают зависимость $\chi_{31}(\mu)$, а линии 5 — зависимость $\chi_{32}(\mu)$ при $k = 3$. Как следует из сопоставления кривых 2 и 4, а также 3 и 5, проигрыш в эффективности обнаружения из-за незнания интенсивности внешней помехи убывает с ростом k . Это объясняется относительным увеличением точности оценки максимального правдоподобия величины спектра мощности внешней помехи, которая используется при синтезе обнаружителя (19).

Структурная схема обнаружителя сигнала при воздействии комплекса помех изображена на рис. 2. Здесь обозначено: 1 — фильтр с передаточной

функцией $H_N(\omega)$; 2 — квадратор; 3 — интегратор; 4 — фильтр с передаточной функцией $H_M(\omega)$; 5 — делитель; 6 — аттенуатор с коэффициентом передачи $1/N_0(1+Q_0)$; 7 — нелинейный элемент с логарифмической характеристикой; 8 — усилитель с коэффициентом усиления μ ; 9 — вычитающее устройство; 10 — усилитель с коэффициентом усиления $k/(k-1)$; 11 — коммутатор; 12 — пороговое устройство, в котором в момент времени T происходит сравнение с порогом, согласно (4). Коммутатор 11 подключает вход 1 к пороговому устройству 12, если априори известны интенсивности сигнала и внешней помехи, подключает вход 2, если неизвестна интенсивность сигнала, и вход 3, если неизвестны интенсивности как сигнала, так и помехи. Таким образом, использование коммутатора 11 позволяет легко переходить от одного алгоритма обнаружения к другому в зависимости от имеющейся априорной информации. Следует также отметить, что структура алгоритмов обнаружения на основе (3), (10) явно зависит от величины спектральной плотности N_0 белого шума. Поэтому их применение требует дополнительной калибровки приемного устройства. В то же время алгоритм обнаружения на основе (19) свободен от этого недостатка. Поэтому его использование может оказаться целесообразным и в отсутствии внешней помехи, если спектральная плотность N_0 белого шума априори неизвестна. Действительно, при $Q_0 = 0$, $k \gg 1$ и $\mu \gg 1$ пороговое значение ОСШ q_{3t} (22) для обнаружителя (4), (19) практически совпадает с пороговым значением ОСШ q_{2t} (15) для обнаружителя (4), (10).

Приведенные результаты получены при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба. — М.: Воениздат, 1981. — 320 с.
2. Зюко А. Г., Коробов Ю. Ф. Теория передачи сигналов. — М.: Связь, 1972. — 282 с.
3. Кремер И. Я., Владимиров В. И., Карпухин В. И. Модулирующие помехи и прием радиосигналов / Под ред. И. Я. Кремера. — М.: Сов. радио, 1972. — 480 с.
4. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 3. / Пер. с англ. Под ред. проф. В. Т. Горяинова. — М.: Сов. радио, 1977. — 664 с.
5. Ахманов С. А., Дьяконов Ю. Е., Чиркин А. С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. — М.: Наука, 1981. — 640 с.
6. Трифонов А. П., Парфенов В. И. Оценка дисперсии случайного сигнала с неизвестной длительностью // Радиоэлектроника. — 1997. — № 5. — С. 53—60. (Изв. высш. учеб. заведений).
7. Трифонов А. П. Обнаружение сигналов с неизвестными параметрами // Теория обнаружения сигналов. — М.: Радио и связь, 1984. — С. 12—89.

Воронежский госуниверситет.

Поступила в редакцию 02. 09.97.