

48

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

Радиоэлектроника

ТОМ XXI
9
1978

ИЗДАНИЕ
КИЕВСКОГО ОРДЕНА ЛЕНИНА
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
ИМЕНИ 50-ЛЕТИЯ ВЕЛИКОЙ
ОКТЯБРЬСКОЙ СОЦИАЛИСТИЧЕСКОЙ
РЕВОЛЮЦИИ

УДК 621.391.2

Е. И. КУЛИКОВ, Ю. С. РАДЧЕНКО,
А. П. ТРИФОНОВ

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНИКА МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ПРИ НАЛИЧИИ КВАЗИДЕТЕРМИНИРОВАННОЙ ПОМЕХИ

Получены характеристики обнаружения сигнала и оценки его неизвестных параметров при воздействии на приемник максимального правдоподобия (ПМП) квазидетерминированной помехи. Исследована помехоустойчивость ПМП при разных уровнях помехи и вероятностях ее появления. Приведены результаты моделирования на ЭВМ обнаружения и оценки при воздействии на ПМП квазидетерминированной помехи.

Условия работы многих радиотехнических систем таковы, что на вход приемника кроме полезного сигнала и гауссова шума может поступать квазидетерминированная помеха. Под квазидетерминированной помехой понимается мешающий сигнал с неизвестными параметрами, присутствующий в реализации наблюдаемых данных с некоторой вероятностью p . Найдем характеристики обнаружения полезного сигнала и оценки его неизвестных параметров при воздействии на приемник максимального правдоподобия [1] квазидетерминированной помехи.

Пусть в течение времени $[0; T]$ на вход приемника поступает реализация случайного процесса

$$x(t) = \lambda s(t, \vec{l}_0) + \lambda_1 s_1(t, \vec{l}_1) + n(t), \quad (1)$$

где $\lambda = 0$ или $\lambda = 1$, $s(t, \vec{l}_0)$ и $s_1(t, \vec{l}_1)$ — полезный и мешающий сигналы, зависящие от μ -мерных векторов неэнергетических параметров $\vec{l}_0 = \{l_{01}, \dots, l_{0\mu}\}$ и $\vec{l}_1 = \{l_{11}, \dots, l_{1\mu}\}$; $\vec{l}_0, \vec{l}_1 \in \vec{L}$; \vec{L} — область в μ -мерном евклидовом пространстве; $n(t)$ — стационарный гауссов шум с корреляционной функцией $K(\tau)$. С вероятностью p $\lambda_1 = 1$ и с вероятностью $q = 1 - p$ $\lambda_1 = 0$.

Сигнал $M(\vec{l})$ на выходе приемника максимального правдоподобия, рассчитанного на прием сигнала $s(t, \vec{l}_0)$ на фоне только шума $n(t)$, равен

$$M(\vec{l}) = \int_0^T x(t) v(t, \vec{l}) dt = \lambda z^2 S(\vec{l}, \vec{l}_0) + \lambda_1 \frac{z^2}{z_1} S_1(\vec{l}, \vec{l}_1) + zN(\vec{l}). \quad (2)$$

Здесь $v(t, \vec{l})$ — решение интегрального уравнения $\int_0^T K(t-\tau) v(\tau, \vec{l}) d\tau = s(t, \vec{l})$;
 $z^2 = \int_0^T s(t, \vec{l}) v(t, \vec{l}) dt$; $S(\vec{l}, \vec{l}_0) = z^{-2} \int_0^T s(t, \vec{l}_0) v(t, \vec{l}) dt$; $z_1 = z^2 \int_0^T s_1(t, \vec{l}_1) \times$

$$\times v(t, \vec{l}_1) dt \Big\}^{-1}; \quad S_1(\vec{l}, \vec{l}_1) = z_1 z^{-2} \int_0^T s_1(t, \vec{l}_1) v(t, \vec{l}) dt; \quad N(\vec{l}) = z^{-1} \int_0^T n(t) v(t,$$

$\vec{l}) dt$. Параметры z и z_1 имеют смысл отношения сигнал/шум и сигнал/помеха по напряжению на выходе линейной части приемника. Сигнальные функции $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ полезного сигнала и помехи являются регулярными μ -мерными поверхностями, с вершинами в точках \vec{l}_0 и \vec{l}_1 , гауссова кривизна которых не равна нулю, причем $S(\vec{l}_0, \vec{l}_0) = S_1(\vec{l}_1, \vec{l}_1) = 1$ [2, 3]. Обозначим: $M_p(\vec{l})$ и $M_q(\vec{l})$ — реализации $M(\vec{l})$ при $\lambda_1 = 1$ и $\lambda_1 = 0$, а k — порог. Тогда можно записать вероятность ложной тревоги (ошибки 1-го рода) в приемнике максимального правдоподобия как

$$\alpha = pP[\max M_p(\vec{l}) > k | \lambda = 0] + qP[\max M_q(\vec{l}) > k | \lambda = 0] = p\alpha_p + q\alpha_q.$$

Вероятность пропуска сигнала (ошибки 2-го рода) определяется соотношением

$$\beta = pP[\max M_p(\vec{l}) < k | \lambda = 1] + qP[\max M_q(\vec{l}) < k | \lambda = 1] = p\beta_p + q\beta_q.$$

Найдем вероятности ошибок 1-го и 2-го рода в предположении, что сигнальные функции $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ не перекрываются. Сигнальные функции будут неперекрывающимися, если хотя бы для одного i , ($i = \overline{1, \mu}$) выполняются неравенства $|l_{0i} - l_{1i}| \gg \Delta_{1i}$; $|l_{0i} - l_{1i}| \gg \Delta_{0i}$, где Δ_{0i} и Δ_{1i} определяют «длительности» функций $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ по параметру l_i [1].

Для расчета вероятности β_p разобьем область \vec{L} на подобласти \vec{L}_0, \vec{L}_1 и \vec{L}_N . К подобластям \vec{L}_0 и \vec{L}_1 отнесем значения \vec{l} , удовлетворяющие соотношениям $|l_i - l_{0i}| \leq \Delta_{0i}$; $|l_i - l_{1i}| \leq \Delta_{1i}$. Дополнительная к подобластям \vec{L}_0 и \vec{L}_1 подобласть \vec{L}_N включает значения $\vec{l} \in \vec{L}$, для которых $S(\vec{l}, \vec{l}_0) \simeq 0$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1) \simeq 0$. Обозначим величины абсолютных максимумов $M(\vec{l})$ в под областях \vec{L}_0, \vec{L}_1 и \vec{L}_N соответственно как H_0, H_1, H_N . Для достаточно больших отношений сигнал/шум z и помеха/шум z/z_1 приближенно можем записать

$$H_0 \simeq z^2 + zN(\vec{l}_0); \quad H_1 \simeq z^2/z_1 + zN(\vec{l}_1), \quad (3)$$

где $N(\vec{l}_0)$ и $N(\vec{l}_1)$ — независимые гауссовы случайные величины с параметрами распределения $(0, 1)$. Если область \vec{L} велика по сравнению с подобластями \vec{L}_0 и \vec{L}_1 , то

$$\beta_p = P[H_N < k] P[H_0 < k] P[H_1 < k] = P_N(h) \Phi(h - z) \Phi(h - z/z_1). \quad (4)$$

Здесь $\Phi(x)$ — интеграл вероятности [4], а $P_N(h)$ определяется выражением [1]

$$P_N(h) = \begin{cases} \exp\left[-\frac{\xi h^{\mu-1}}{(2\pi)^{(\mu+1)/2}} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)\right], & h \geq \sqrt{\mu-1}, \\ 0, & h < \sqrt{\mu-1}. \end{cases} \quad (5)$$

где $h = k/z$; $\xi = v\sqrt{d}$, v — евклидов объем области \vec{L} , d — определитель матрицы $\hat{S} = \| -[\partial^2 S(\vec{l}, \vec{l}_0)/\partial l_i \partial l_j]_{\vec{l}_0} \|$; $i, j = \overline{1, \mu}$.

Вероятность пропуска β_q можно рассчитывать по той же методике, что и вероятность β_p , для чего достаточно разбить область \vec{L} на две подобласти \vec{L}_0 и \vec{L}_N . Тогда

$$\beta_q = P[H_N < k] P[H_0 < k] = P_N(h) \Phi(h - z). \quad (6)$$

Найдем теперь вероятность ложной тревоги α_p . Разбив \vec{L} на подобласти \vec{L}_N и \vec{L}_1 и используя представление H_1 из (3), получаем

$$\alpha_p = 1 - P[H_N < k] P[H_1 < k] = 1 - P_N(h) \Phi(h - z/z_1). \quad (7)$$

Вероятность ложной тревоги α_q определяется вероятностью превышения абсолютным максимумом шумовой функции $N(\vec{l})$ порога h . Из формулы (5) следует

$$\alpha_q = 1 - P_N(h). \quad (8)$$

Таким образом, можно записать вероятности ошибок 1-го и 2-го рода как

$$\alpha = 1 - [q + p\Phi(h - z/z_1)] \exp\left[-\frac{\xi h^{\mu-1}}{(2\pi)^{(\mu+1)/2}} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)\right], \quad (9)$$

$$\beta = [q + p\Phi(h - z/z_1)] \Phi(h - z) \exp\left[-\frac{\xi h^{\mu-1}}{(2\pi)^{(\mu+1)/2}} \exp\left(-\frac{h^2}{2}\right)\right].$$

Рассмотрим особенности поведения характеристик обнаружения в зависимости от выбора критерия оптимальности обнаружения. Пусть порог h выбирается из условия $\alpha_q = \text{const}$. Это соответствует порогу, рассчитанному по критерию Неймана — Пирсона для приемника, оптимального при воздействии только гауссова шума $n(t)$. Из (5) и (8) следует, что в этом случае $h = \text{const}$. Тогда при $z \rightarrow \infty$, $z_1 = \text{const}$

$$\alpha = \alpha_q + p(1 - \alpha_q) \Phi(z/z_1 - h) \rightarrow p + q\alpha_q; \quad \beta = (1 - \alpha) \Phi(h - z) \rightarrow 0.$$

Порог h может выбираться и с учетом возможного наличия помехи. В соответствии с критерием Неймана — Пирсона порог h является корнем уравнения $\alpha = \text{const}$. Анализ выражений (9) показывает, что при $z \rightarrow \infty$ и $p \gg \alpha$

$$\alpha \rightarrow p\Phi(z/z_1 - h); \quad \beta = (1 - \alpha) \Phi(h - z). \quad (10)$$

Из (10) следует, что $h \rightarrow z/z_1 + \Phi^{-1}(1 - \alpha/p)$, где $y = \Phi^{-1}(x)$ — функция, обратная интегралу вероятности. Для такого порога при $z_1 > 1$ $\beta \rightarrow 0$; при $z_1 = 1$ $\beta \rightarrow (1 - \alpha)(1 - \alpha/p)$ и при $z_1 < 1$ $\beta \rightarrow (1 - \alpha)$. Если $p \ll \alpha$, то влиянием помехи на характеристики обнаружения можно пренебречь.

Рассмотрим теперь поведение вероятностей α и β при пороге $h = z/2$, асимптотически оптимальном по критерию идеального наблюдателя при воздействии на приемник только шума $n(t)$ [5]. Из (9) следует, что при $z \rightarrow \infty$ и $z_1 = \text{const}$:

$$\alpha \rightarrow p\Phi[-z(1 - 2/z_1)/2]; \quad \beta \rightarrow (1 - \alpha) \Phi(-z/2) \rightarrow 0.$$

Нетрудно видеть, что при $z \rightarrow \infty$: $\alpha \rightarrow 0$, если $z_1 > 2$; $\alpha \rightarrow p/2$, если $z_1 = 2$, и $\alpha \rightarrow p$, если $z_1 < 2$.

Для выбора порога h в соответствии с критерием идеального наблюдателя при учете возможного наличия помехи необходимо минимизировать по h полную вероятность ошибки [6] $R = (1 - p_\lambda)\alpha + p_\lambda\beta$, где $p_\lambda =$

$= P[\lambda=1]$. В отсутствии априорных сведений о вероятности наличия полезного сигнала в принятой реализации будем полагать $p_\lambda=1/2$. При $z \rightarrow \infty$ и $z_1 > 1$ получаем

$$h = z(1 + z_1^{-1})/2 + \ln p/z(1 - z_1^{-1}). \quad (11)$$

Для порога (11), когда $z \rightarrow \infty$

$$\alpha \rightarrow p\Phi[-z(1 - z_1^{-1})/2] \rightarrow 0; \quad \beta \rightarrow (1 - \alpha)\Phi[-z(1 - z_1^{-1})/2] \rightarrow 0.$$

Если же $z_1 < 1$, то асимптотически оптимальный порог, минимизирующий R , оказывается таким же, как и в случае отсутствия помехи. Для этого порога при $z \rightarrow \infty$: $\beta \rightarrow 0$, $\alpha \rightarrow p$, $R \rightarrow p/2$. Следует отметить, что хотя выражения (6), (7), (8) получены для неперекрывающихся сигнальных функций $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$, они справедливы и в случае, когда эти сигнальные функции перекрываются, т. е. $S(\vec{l}_1, \vec{l}_0) \neq 0$, $S_1(\vec{l}_0, \vec{l}_1) \neq 0$. Перекрывание сигнальных функций приведет к изменению величины вероятности β_p . Определение β_p в общем случае затруднительно, поскольку исследование особых точек μ -мерной поверхности $G(\vec{l}) = S(\vec{l}, \vec{l}_0) + z_1^{-1}S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ представляет сложную математическую задачу. Поэтому рассмотрим методику расчета β_p в частном случае, когда поверхность $G(\vec{l})$ имеет лишь одну или две вершины, гауссова кривизна которых не равна нулю.

Пусть \vec{l}_0^* и \vec{l}_1^* — положения максимумов $G(\vec{l})$, в общем случае отличающиеся от \vec{l}_0 и \vec{l}_1 вследствие взаимного искажения сигнала и помехи, а m_0 и m_1 — величины этих максимумов. Тогда формула (3) преобразуется к виду

$$H_v \simeq z^2 m_v + zN(\vec{l}_v^*); \quad v = 0, 1. \quad (12)$$

Величины $N(\vec{l}_v^*)$ в (12) являются коррелированными гауссовыми величинами с параметрами распределения (0; 1) и коэффициентом корреляции $r = S(\vec{l}_0^*, \vec{l}_1^*)$. Поэтому вероятность пропуска β_p определяется формулой

$$\beta_p = P_N(h) F(h - zm_0, h - zm_1, r). \quad (13)$$

Здесь $F(a, b, r)$ — функция двумерного нормального распределения [4]. При увеличении расстройки $|\vec{l}_0 - \vec{l}_1|$ (13) переходит в формулу (4). Если для некоторого соотношения величин $|\vec{l}_0 - \vec{l}_1|$ и z_1 функция $G(\vec{l})$ имеет один максимум, то, переходя к пределу при $r \rightarrow 1$ в (13), получаем соответствующее значение β_p .

Конкретизируем полученные выражения применительно к одномерным ($\mu = 1$) сигнальным функциям

$$S(l, l_0) = \exp[-(l - l_0)^2/2\gamma^2]; \quad S_1(l, l_1) = \exp[-(l - l_1)^2/2\gamma^2], \quad (14)$$

где $l \in [-L/2, L/2]$. На рис. 1 представлены результаты расчета вероятности полной ошибки $R(z)$ по критерию идеального наблюдателя при пороге $h = z/2$, $\xi = L/\gamma = 40$, отношении сигнал/помеха $z_1 = 2$ и различных p .

Рассмотрим оценку неизвестного μ -мерного параметра \vec{l}_0 сигнала $s(t, \vec{l}_0)$ в предположении, что в принимаемой смеси (1) $\lambda \equiv 1$. В качестве оценки \vec{l}_m параметра \vec{l}_0 будем использовать положение абсолютного максимума выход-

ного сигнала $M(\vec{l})$ (2). Разбивая интервал \vec{L} на подобласти \vec{L}_N и \vec{L}_v ($v=0, 1$ при $\lambda_1 = 1$ и $v=0$ при $\lambda_1 = 0$), можно записать

$$\vec{l}_m = \begin{cases} \vec{l}_{mv}, & \vec{l}_m \in \vec{L}_v \\ \vec{l}_N, & \vec{l}_m \in \vec{L}_N. \end{cases}$$

Если сигнальные функции $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ не перекрываются, то при больших отношениях сигнал/шум и помеха/шум оценки \vec{l}_{mv} имеют вид

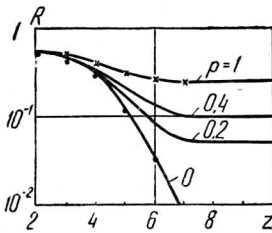


Рис. 1.

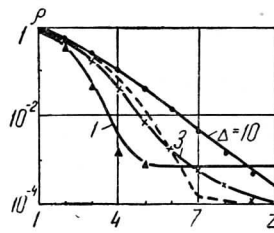


Рис. 2.

[7, 8]

$$\vec{l}_{m0} = \vec{l}_0 + \vec{B}_0 \hat{S}^{-1} / z + o(z^{-1}); \quad \vec{l}_{m1} = \vec{l}_1 + \vec{B}_1 \hat{S}_1^{-1} z_1 / z + o(z^{-1}), \quad (15)$$

где

$$\vec{B}_v = \|\partial N(\vec{l}) / \partial l_i\|_{\vec{l}_v}; \quad \hat{S}_1 = \|\partial^2 S_1(\vec{l}, \vec{l}_1) / \partial l_i \partial l_j\|_{\vec{l}_1}; \quad i, j = \overline{1, \mu}.$$

Согласно (15), оценки \vec{l}_{mv} являются гауссовскими векторами со средними значениями \vec{l}_v и корреляционными матрицами \hat{Q}_v , равными: $\hat{Q}_0 = \hat{S}^{-1} / z^2$ и $\hat{Q}_1 = \hat{S}_1^{-1} \hat{S} \hat{S}_1^{-1} (z_1 / z)^2$. Если подобласть \vec{L}_N велика по сравнению с подобластями \vec{L}_v , то распределение оценки \vec{l}_N можно считать равномерным в \vec{L} .

Обозначим $P_v^{(0)} = P[\vec{l}_m \in \vec{L}_v]$ при $\lambda_1 = 0$ и $P_v^{(1)} = P[\vec{l}_m \in \vec{L}_v]$ при $\lambda_1 = 1$. Тогда можно записать матрицу рассеяния (матрицу вторых начальных моментов ошибок) следующим образом:

$$\hat{V}(\vec{l}_0) = \langle (\vec{l}_m - \vec{l}_0)^+ (\vec{l}_m - \vec{l}_0) \rangle = p \hat{V}_v + q \hat{V}_q.$$

Здесь

$$\hat{V}_v = \sum_{v=0}^1 P_v^{(1)} [\hat{a}_v + \hat{Q}_v] + (1 - P_0^{(1)} - P_1^{(1)}) \hat{V}_N(\vec{l}_0),$$

(16)

$$\hat{V}_q = P_0^{(0)} \hat{Q}_0 + (1 - P_0^{(0)}) \hat{V}_N(\vec{l}_0),$$

$$\hat{a}_v = \|(l_{vi} - l_{0i})(l_{vj} - l_{0j})\|; \quad \hat{V}_N(\vec{l}_0) = \|l_{0i} l_{0j} + L_i^2 \delta_{ij} / 12\|,$$

где δ_{ij} — символ Кронекера [2]; $i, j = \overline{1, \mu}$.

Найдем вероятности $P_0^{(1)}$, $P_1^{(1)}$ и $P_0^{(0)}$, входящие в (16). По определению $P_v^{(1)}$ — вероятность того, что абсолютный максимум $M(\vec{l})$ находится в подобласти \vec{L}_v , т. е. $P_0^{(1)} = P[H_0 > \{H_1, H_N\}]$, $P_1^{(1)} = P[H_1 > \{H_0, H_N\}]$, а $P_0^{(0)} = P[H_0 > H_N]$. Используя формулу (5) и представление (3) случайных

величин H_0 и H_1 , получаем:

$$\begin{aligned}
 P_0^{(1)} &= \int_{\sqrt{\mu-1}}^{\infty} P_N(x) \exp[-(x-z)^2/2] \Phi(x-z/z_1) dx / \sqrt{2\pi}, \\
 P_1^{(1)} &= \int_{\sqrt{\mu-1}}^{\infty} P_N(x) \exp[-(x-z/z_1)^2/2] \Phi(x-z) dx / \sqrt{2\pi}, \\
 P_0^{(0)} &= \int_{\sqrt{\mu-1}}^{\infty} P_N(x) \exp[-(x-z)^2/2] dx / \sqrt{2\pi}.
 \end{aligned} \tag{17}$$

При перекрытии сигнальных функций $S(\vec{l}, \vec{l}_0)$ и $S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ изменяются значения $P_v^{(1)}$, \hat{a}_v , \hat{Q}_v , определяющие матрицу \hat{V}_p . Для частного случая, когда поверхность $G(\vec{l}) = S(\vec{l}, \vec{l}_0) + z_1^{-1} S_1(\vec{l}, \vec{l}_1)$ имеет две вершины с ненулевой гауссовой кривизной в точках \vec{l}_0^* и \vec{l}_1^* :

$$\begin{aligned}
 P_0^{(1)} &= \int_{\sqrt{\mu-1}}^{\infty} P_N(x) \exp[-(x-zm_0)^2/2] \Phi\left[\frac{x(1-r)-zm_1+zm_0r}{\sqrt{1-r^2}}\right] \frac{dx}{\sqrt{2\pi}}, \\
 P_1^{(1)} &= \int_{\sqrt{\mu-1}}^{\infty} P_N(x) \exp[-(x-zm_1)^2/2] \Phi\left[\frac{x(1-r)-zm_0+zm_1r}{\sqrt{1-r^2}}\right] \frac{dx}{\sqrt{2\pi}},
 \end{aligned} \tag{18}$$

$$\hat{a}_v = \|(l_{vi}^* - l_{0i})(l_{vj}^* - l_{0j})\|; \quad \hat{Q}_v = z^{-2} \hat{G}_v^{-1} \hat{S} \hat{G}_v^{-1},$$

где $m_v = G(\vec{l}_v^*)$, $\hat{G}_v = \|\partial^2 G(\vec{l}) / \partial l_i \partial l_j\|_{\vec{l}_v^*}$, $(i, j = \overline{1, \mu})$. Если поверхность $G(\vec{l})$ имеет одну вершину с ненулевой гауссовской кривизной, то в (18) надо перейти к пределу при $r \rightarrow 1$. С увеличением расстройки $|\vec{l}_0 - \vec{l}_1|$ (18) переходит в формулы (16), (17).

Исследуем асимптотическое (при $z \rightarrow \infty$ или $\xi \rightarrow \infty$) поведение вероятностей $P_0^{(1)}$ и $P_1^{(1)}$ (18). Пусть $z \gg 1$, а ξ не очень велико, тогда формулы (18) преобразуются к виду

$$P_0^{(1)} = \Phi[z(m_0 - m_1)/2\sqrt{1-r}]; \quad P_1^{(1)} = \Phi[z(m_1 - m_0)/2\sqrt{1-r}]. \tag{19}$$

Если $\xi \rightarrow \infty$ при конечном z , то для $z_1 > 1$

$$P_0^{(1)} = \int_{\sqrt{\mu-1}}^{\infty} P_N(x) \exp[-(x-zm_0)^2/2] dx / \sqrt{2\pi}; \quad P_1^{(1)} \rightarrow 0. \tag{20}$$

Из соотношений (19), (20) следует, что с увеличением отношения сигнал/шум z и величины априорного интервала \vec{L} влиянием квазидетерминированной помехи при $z_1 > 1$ на точность оценки можно пренебречь.

В качестве примера, иллюстрирующего полученные соотношения, рассмотрим оценку параметра l_0 применительно к одномерным ($\mu=1$) сигнальным функциям вида (14). На рис. 2 представлена зависимость нормированного условного рассеяния $\rho = V/V_N$ от z при $\xi=40$, $\rho=1$,

$z_1=2$, $l_0=0$ и различных величинах расстройки $\Delta = (l_1 - l_0)/\gamma$. Небольшому перекрытию сигнальных функций соответствует кривая на рис. 2 при $\Delta=3$, а кривая $\Delta=1$ — их сильному перекрытию, так что $G(l)$ является одновершинной функцией; при $\Delta=10$ сигнальные функции не перекрываются. Штриховой линией представлен случай отсутствия помехи.

Для того, чтобы оценить границы применимости асимптотически точных (при $z \rightarrow \infty$) формул (9), (16), (18), было проведено моделирование на ЭВМ БЭСМ-6 обнаружения и оценки в приемнике максимальной правдоподобия при воздействии на него квазидетерминированной помехи. С этой целью методом скользящего суммирования формировалась на интервалах, соответствующих $\xi=20, 40$ и 100 , реализация $M(l)$. При моделировании сигнальные функции полезного сигнала и мешающего сигнала имели вид (15) со значением $\gamma=1$. Экспериментальные значения полной вероятности ошибок $R = (\alpha + \beta)/2$ при $h = z/2$ и нормированного условного рассеяния $\rho = 12V/L^2$ для $\xi=40$ нанесены на соответствующие кривые на рис. 1 и 2. Объем выборки при моделировании выбирался таким, чтобы с вероятностью 0,9 доверительные границы R и ρ отличались от полученных в эксперименте величин не более чем на $10 \div 13\%$. Результаты моделирования показали удовлетворительное согласие экспериментальных и теоретических результатов при $z \geq 1 \div 2$ и $\xi \geq 20$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маршakov В. К., Трифонов А. П. Теоретическое и экспериментальное исследование приемника максимального правдоподобия.— Радиотехника и электроника, 1974, 19, № 11, стр. 2266.
2. Корн Т., Корн Г. Справочник по математике для инженеров и научных работников. М., «Наука», 1973.
3. Куликов Е. И., Трифонов А. П. О некоторых свойствах сигнала на выходе оптимального приемника.— «Радиотехника и электроника», 1968, 13, № 12, стр. 2254.
4. Смирнов И. В., Большев Л. Н. Таблицы для вычисления функции двумерного нормального распределения. М., Изд-во АН СССР, 1962.
5. Трифонов А. П. Предельная форма оптимального оператора одновременного обнаружения сигналов и оценки их параметров. Изв. АН СССР, «Техническая кибернетика», 1972, № 3, стр. 185.
6. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. М., «Советское радио», 1962, 2.
7. Куликов Е. И. Вопросы оценок параметров сигналов при наличии помех. М., «Советское радио», 1969.
8. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала. М., «Советское радио», 1970.

Поступила в редакцию
1 XI 1977 г.,
после переработки
9 II 1978 г.