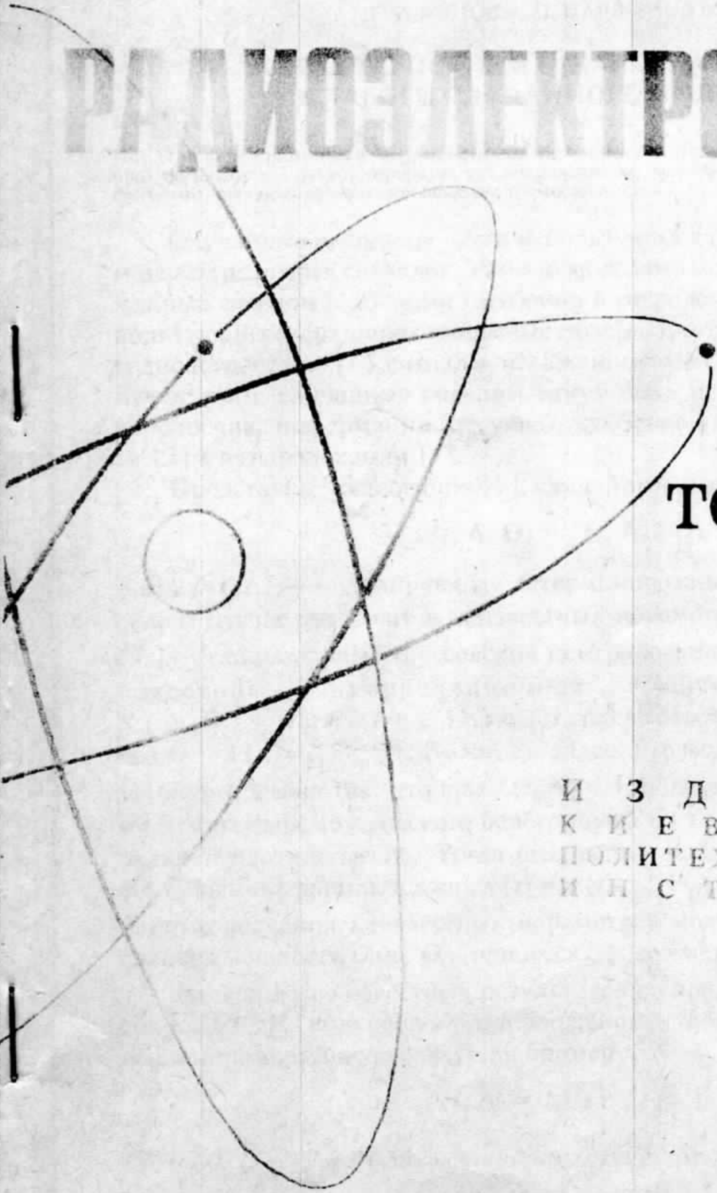
ISSN 0021 — 3470

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА



ТОМ 38

7-8

ИЗДАНИЕ
КИЕВСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИНСТИТУТА

1995

УДК 621.391

ТРИФОНОВ А. П, ПАРФЕНОВ В. И.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ СЛАБОГО СЛУЧАЙНОГО ИМПУЛЬСА

Найдена корреляционная матрица оценок параметров сигнала с непрерывной модулирующей функцией. Сформулированы рекомендации по выбору параметров модулирующей функции, обеспечивающие повышение точности оценок.

Случайные импульсы часто используют в качестве математических моделей реальных сигналов. Такими моделями могут быть описаны отраженные сигналы в локации (особенно в гидролокации и в системах, использующих сверхширокополосные сигналы), сигналы в спектроскопии и радиоастрономии [1], сигналы, искаженные модулирующей помехой [2]. Кроме того, случайные сигналы могут быть использованы в качестве переносчика информации (несущей), особенно в оптических линиях связи [3] и в гидролокации [4].

Представим, аналогично [1], случайный импульс в виде

$$s(t, \mathbf{\Lambda}, \mathbf{\Theta}) = f(t, \mathbf{\Lambda})\,\xi(t). \tag{1}$$

Здесь $f(t, \mathbf{\Lambda})$ — модулирующая детерминированная функция, которая в общем случае содержит n неизвестных параметров $\mathbf{\Lambda} = \| \Lambda_1 \ldots \Lambda_n \|$; $\xi(t)$ — стационарный гауссовский центрированный случайный процесс, известная корреляционная функция которого $K(\Delta, \mathbf{\Theta}) = \langle \xi(t)\,\xi(t+\Delta) \rangle$ может содержать m неизвестных параметров $\mathbf{\Theta} = \| \Theta_1 \ldots \Theta_m \|$. Полагаем далее, что модулирующая функция в (1) нормирована так, что $\max f(t, \mathbf{\Lambda}) = 1$, а случайный импульс принимается на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0. Тогда реализация наблюдаемых на интервале $[0; T]$ данных запишется как $x(t) = s(t, \mathbf{\Lambda}_0, \mathbf{\Theta}_0) + n(t)$, где $\mathbf{\Lambda}_0$, $\mathbf{\Theta}_0$ — истинные значения неизвестных параметров модулирующей функции и спектра мощности $G(\omega, \mathbf{\Theta}_0)$ процесса $\xi(t)$ соответственно.

Большинство известных результатов по приему случайных импульсов [5, 6 и др.] получено в предположении, что модулирующая функция имеет прямоугольную форму, например

$$f(t, \Lambda) = I\,[(t - \lambda)/\tau\,], \tag{2}$$

где $\Lambda = ||\lambda, \tau||$, λ и τ — соответственно временное положение и длитель-ность случайного импульса, а $I(x) = 1$ при $|x| \le 1/2$ и $I(x) = 0$ пр[и] $|x| > 1/2$. Однако такая разрывная функция не всегда адекватно описы-вает реальные модулирующие функции, которые достаточно часто явля-ются непрерывными и дифференцируемыми [1, 2]. В связи с эти[м] рассмотрим задачу оценки параметров Λ и Θ случайного импульсно[го] сигнала (1) с непрерывной модулирующей функцией $f(t, \Lambda)$.

Согласно алгоритму максимального правдоподобия для оценки пара-метров Λ и Θ необходимо формировать логарифм функционала отноше-ния правдоподобия (ФОП) и осуществлять поиск положения ег[о] абсолютного максимума. В соответствии с [1, 5] логарифм ФОП имеет ви[д]

$$L[\Lambda, \Theta] = \frac{1}{N_0} \iint_0^T x(t_1)\, x(t_2)\, Q(t_1, t_2, \Lambda, \Theta)\, dt_1\, dt_2 - \\ - \frac{1}{2} \int_0^1 d\chi \int_0^T dt\, \widetilde{Q}(t, t, \Lambda, \Theta, \chi). \quad (3)$$

Здесь $Q(t_1, t_2, \Lambda, \Theta) = \widetilde{Q}(t_1, t_2, \Lambda, \Theta, 1)$, а функция $\widetilde{Q}(t_1, t_2, \Lambda, \Theta, \chi)$ удовлетворяет интегральному уравнению

$$\frac{N_0}{2} \widetilde{Q}(t_1, t_2, \Lambda, \Theta, \chi) + \chi \int_0^T \widetilde{Q}(t_1, t_2, \Lambda, \Theta, \chi)\, K_s(t_1, t_2, \Lambda, \Theta)\, dt = \\ = K_s(t_1, t_2, \Lambda, \Theta), \quad (4)$$

причем, $K_s(t_1, t_2, \Lambda, \Theta) = f(t_1, \Lambda) f(t_2, \Lambda) K(t_1 - t_2, \Theta)$— корреляцион-ная функция случайного импульса (1).

Часто реальные условия наблюдения характеризуются тем, что необ-ходимо производить обработку слабого сигнала [1]. Тогда в предположе-нии, что выполняется условие

$$q = 2 \sup_{\omega} G(\omega, \Theta_0) / N_0 << 1, \quad (5)$$

интегральное уравнение (4) можно решить, воспользовавшись методом итераций [1]. При учете первых двух итераций логарифм ФОП (3), следуя [1], перепишем в виде

$$L_0[\Lambda, \Theta] = \frac{2}{N_0^2} \iint_0^T x(t_1)\, x(t_2)\, f(t_1, \Lambda)\, f(t_2, \Lambda) \times \\ \times K(t_1 - t_2, \Theta)\, dt_1\, dt_2 - \frac{1}{N_0^2} \iint_0 f^2(t_1, \Lambda)\, f^2(t_2, \Lambda) \times$$

$$\times K^2(t_1-t_2,\Theta)\,dt_1\,dt_2-\frac{1}{N_0}K(0,\Theta)\int\limits_0^T f^2(t,\Lambda)\,dt. \qquad (6)$$

В результате оценки $\hat{\Lambda}$ и $\hat{\Theta}$ неизвестных параметров Λ модулирующей функции $f(t,\Lambda)$ и параметров Θ шумовой несущей $\xi(t)$ представляют собой положение абсолютного (наибольшего) максимума случайного поля (6), т. е. $(\hat{\Lambda},\hat{\Theta})=\arg\sup L_0[\Lambda,\Theta]$.

Перейдем теперь к анализу точности оценок неизвестных параметров Λ и Θ. С этой целью представим логарифм ФОП (6) в виде суммы сигнальной и шумовой функций

$$L_0[\Lambda,\Theta]=S(\Lambda,\Lambda_0,\Theta,\Theta_0)+N(\Lambda,\Theta),$$

где

$$S(\Lambda,\Lambda_0,\Theta,\Theta_0)=\langle L_0[\Lambda,\Theta]\rangle,\; N(\Lambda,\Theta)=$$
$$=L_0[\Lambda,\Theta]-\langle L_0[\Lambda,\Theta]\rangle.$$

Учитывая условие (5), получим выражения для сигнальной функции и функции корреляции шумовой функции

$$S(\Lambda,\Lambda_0,\Theta,\Theta_0)=\frac{1}{N_0^2}\iint\limits_0^T dt_1\,dt_2[\,2f(t_1,\Lambda)f(t_1,\Lambda_0)\times$$
$$\times f(t_2,\Lambda)f(t_2,\Lambda_0)K(t_1-t_2,\Theta)K(t_1-t_2,\Theta_0)-$$
$$-f^2(t_1,\Lambda)f^2(t_2,\Lambda)K^2(t_1-t_2,\Theta)], \qquad (7)$$

$$K_N(\Lambda_1,\Lambda_2,\Theta_1,\Theta_2)=\langle N(\Lambda_1,\Theta_1,N(\Lambda_2,\Theta_2)\rangle=$$
$$=\frac{2}{N_0^2}\iint\limits_0^T dt_1\,dt_2 f(t_1,\Lambda_1)f(t_2,\Lambda_1)f(t_1,\Lambda_2)f(t_2,\Lambda_2)\times$$
$$\times K(t_1-t_2,\Theta_1)K(t_1-t_2,\Theta_2). \qquad (8)$$

Определим выходное отношение сигнал—шум [7] как

$$z^2=S^2(\Lambda_0,\Lambda_0,\Theta_0,\Theta_0)/K_N(\Lambda_0,\Lambda_0,\Theta_0,\Theta_0)=$$
$$=\Omega_0 q^2\int\limits_0^T f^4(t,\Lambda_0)\,dt/16\pi. \qquad (9)$$

Здесь $\Omega_0=\int\limits^{\infty} G^2(\omega,\Theta_0)\,d\omega\,[\,\sup G(\omega,\Theta_0)\,]^{-2}$ — эквивалентная полоса частот процесса $\xi(t)$.

В дальнейшем будем полагать, что выходное отношение сигнал—шум велико, т. е. $z \gg 1$. Согласно методу максимального правдоподобия

[7] оценки $\hat{\boldsymbol{v}} = (\hat{\boldsymbol{\Lambda}}, \hat{\boldsymbol{\Theta}})$ параметров $\boldsymbol{v} = (\boldsymbol{\Lambda}, \boldsymbol{\Theta})$ определяются из решения системы уравнений $dL_0 [\boldsymbol{v}]/d\boldsymbol{v} \,|_{\hat{\boldsymbol{v}}} = 0$. Решение этой системы уравнений будем искать методом малого параметра [7], в качестве которого используем величину $\varepsilon = 1/z << 1$. Ограничиваясь первым приближением, получаем, что совместные оценки в первом приближении несмещенные и совместно-эффективные (при $q \to 0$ и $z \to \infty$). Учитывая, что из (7), (8) следует выполнение равенства

$$-\frac{d^2 S(\boldsymbol{v}, \boldsymbol{v}_0)}{d\boldsymbol{v}^2}\Big|_{\boldsymbol{v}_0} = \frac{\partial^2 K_N(\boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2)}{\partial \boldsymbol{v}_1 \partial \boldsymbol{v}_2}\Big|_{\boldsymbol{v}_0},$$

корреляционную матрицу оценок представим в виде блочной матрицы

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B}^{+} & \mathbf{D} \end{bmatrix}^{-1}, \tag{10}$$

где

$$\mathbf{A} = [\,A_{ij}\,] = \left[\frac{\partial^2 K_N(\boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2)}{\partial \Lambda_{1i}\, \partial \Lambda_{2j}}\right]_{\boldsymbol{v}_0}, \; i, j = \overline{1, n},$$

$$\mathbf{B} = [\,B_{i\nu}\,] = \left[\frac{\partial^2 K_N(\boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2)}{\partial \Lambda_{1i}\, \partial \Theta_{2\nu}}\right]_{\boldsymbol{v}_0},$$

$$\mathbf{D} = [\,D_{\nu\alpha}\,] = \left[\frac{\partial^2 K_N(\boldsymbol{v}_1, \boldsymbol{v}_2)}{\partial \Theta_{1\nu}\, \partial \Theta_{2\alpha}}\right]_{\boldsymbol{v}_0}, \; \nu, \alpha = \overline{1, m},$$

знак «+» означает транспонирование, а элементы матриц A, B и D при достаточно большой длительности случайного импульса (1) запишутся как

$$A_{ij} = \frac{2\,\Omega_0 q^2}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} f^2(t, \boldsymbol{\Lambda}_0) \frac{\partial f(t, \boldsymbol{\Lambda})}{\partial \Lambda_i} \frac{\partial f(t, \boldsymbol{\Lambda})}{\partial \Lambda_j}\Big|_{\boldsymbol{\Lambda}_0} dt,$$

$$D_{\nu\alpha} = \frac{1}{\pi N_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G(\omega, \boldsymbol{\Theta})}{\partial \Theta_\nu} \frac{\partial G(\omega, \boldsymbol{\Theta})}{\partial \Theta_\alpha}\Big|_{\boldsymbol{\Theta}_0} d\omega \int_{-\infty}^{\infty} f^4(t, \boldsymbol{\Lambda}_0)\, dt,$$

$$B_{i\nu} = \frac{2}{\pi N_0^2} \int_{-\infty}^{\infty} G(\omega, \boldsymbol{\Theta}_0) \frac{\partial G(\omega, \boldsymbol{\Theta})}{\partial \Theta_\nu}\Big|_{\boldsymbol{\Theta}_0} d\omega \;\times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} f^3(t, \boldsymbol{\Lambda}_0) \frac{\partial f(t, \boldsymbol{\Lambda})}{\partial \Lambda_i}\Big|_{\boldsymbol{\Lambda}_0} dt. \tag{11}$$

Согласно [7], точность оценок $\hat{\boldsymbol{\Lambda}}$ параметров модулирующей функции не зависит от наличия или отсутствия априорной информации о значениях параметров $\boldsymbol{\Theta}_0$ шумовой несущей, если

$$B_{i\nu} = 0\,,\ i = \overline{1\,,\,n}\,,\ \nu = \overline{1\,,\,m}\ . \tag{12}$$

Выполнение этого условия также обеспечивает независимость точности оценок $\hat{\Theta}$ от наличия или отсутствия априорной информации о параметрах Λ_0 .

Конкретизируем модель случайного импульса, положив

$$f(\,t\,,\Lambda\,) = f\ [(\,t-\lambda\,)/\tau\ ]\,,\ G(\,\omega\,,\Theta\,) = \gamma\, g(\,\omega/\Omega\,)\,, \tag{13}$$

где функции $f(\,x\,) = f(-x\,)$ и $g(\,x\,) = g(-x\,) \geq 0$ описывают соответственно форму модулирующей функции и спектра мощности шумовой несущей. Эти функции нормированы так, что

$$\max f(\,x\,) = \max g(\,x\,) = 1\ ,\ \int\limits_{-\infty}^{\infty} f^2(\,x\,)\,\mathrm{d}x = \int\limits_{-\infty}^{\infty} g^2(\,x\,)\,\mathrm{d}x = 1\ .$$

Неизвестные параметры в (13) имеют простой физический смысл: вектор $\Lambda = [\lambda\,,\,\tau\,]'$ содержит в качестве неизвестных параметров временное положение λ и длительность τ случайного импульса (1), а вектор $\Theta = [\gamma\,,\,\Omega\,]'$ содержит неизвестную величину γ и эквивалентную полосу частот Ω спектра мощности шумовой несущей $\xi\,(\,t\,)$.

Анализ корреляционной матрицы оценок (10) для случайного импульса (13) показывает, что оценка временного положения λ не коррелирована с оценками других параметров. Соответственно точность оценки $\hat{\lambda}$ не зависит от наличия априорной информации о значениях других параметров (τ , γ , Ω) . Оценки этих параметров (τ , γ , Ω) могут быть коррелированы, так как для них (12) выполняется не всегда. Однако для обычно используемых функций $f(\cdot)$ и $g(\cdot)$ эта корреляция невелика, так что дисперсии оценок любого из этих параметров возрастают из-за незнания других параметров незначительно (не более, чем в 1,5...2 раза).

Для более подробного анализа характеристик оценок $\Lambda = [\,\lambda\,,\,\tau\,]$ необходимо конкретизировать вид модулирующей функции $f(\,x\,)$. Наиболее простой и часто используемой является колокольная форма модулирующей функции [1, 2, 7].

$$f(\,x\,) = \exp\,(-\,\pi\,x^2/2\,)\ . \tag{14}$$

При $z \gg 1$, используя (11), находим дисперсии совместных оценок длительности и временного положения сигнала (1) с модулирующей функцией (14)

$$D_{\tau 1} = \tau_0{}^2/\ 3\,z^2\,,\ D_{\lambda 1} = \tau_0{}^2/\ 4\,\pi\,z^2\ . \tag{15}$$

Сравним полученные дисперсии оценок с соответствующими дисперсиями совместных оценок при прямоугольной форме модулирующей функции (2). В соответствии с [6] в этом случае имеем для дисперсий оценок длительности и временного положения выражения

$$D_{\tau 2} = 13\, \tau_0{}^2 /\, 8\, z^4\,,\; D_{\lambda 2} = 13\, \tau_0{}^2 /\, 32\, z^4\,. \qquad (16)$$

При этом скорость убывания дисперсий оценок параметров λ и τ для прямоугольной формы модулирующей функции с ростом отношения сигнал—шум $z^2 = \mu q^2 / 4\sqrt{2}$ (9) выше, чем для колокольной. Здесь $\mu = \Omega_0 \tau_0 / 4\,\pi$. Из (15), (16) получаем

$$\chi_\lambda = D_{\lambda 1} / D_{\lambda 2} = 8\, z^2 / 13\,\pi\,,\; \chi_\tau = D_{\tau 1} / D_{\tau 2} = 8\, z^2 / 39\,.$$

Очевидно, $\chi_\lambda > 1$, когда

$$z^2 > 13\,\pi / 8\,. \qquad (17)$$

Аналогично, $\chi_\tau > 1$, когда

$$z^2 > 39 / 8\,. \qquad (18)$$

Следовательно, при выполнении (17), (18) точность оценки временного положения (длительности) для прямоугольной формы модулирующей функции выше, чем для колокольной. Причем, выигрыш в точности оценки растет с увеличением z. Однако этот выигрыш не может неограниченно возрастать с увеличением z. Действительно, как отмечалось ранее, реальные импульсы всегда обладают фронтами конечной (ненулевой) длительности. Поэтому при больших z прямоугольник (2) может оказаться слишком грубой аппроксимацией модулирующей функции реального импульса.

Для определения верхней границы выигрыша в точности оценки (17) (или (18)) рассмотрим квазипрямоугольную форму модулирующей функции [9]

$$f(x) = \begin{cases} \exp\left[-\pi\,(x - \alpha)^2 / 2\,\delta^2\right], & x > \alpha\,, \\ 1\,, & |x| \le \alpha\,, \quad \alpha = (1 - \delta)/2 \\ \exp\left[-\pi\,(x + \alpha)^2 / 2\,\delta^2\right], & x < -\alpha\,, \end{cases} \qquad (19)$$

Здесь $\delta \le 1$ — относительная доля полной энергии импульса (19), сосредоточенная в его фронтах. В частности, при $\delta = 1$ квазипрямоугольный импульс принимает колокольную форму (14), а при $\delta \to 0$ он переходит в прямоугольный импульс (2).

Воспользовавшись формулами (11), найдем дисперсии совместно-эффективных оценок длительности и временного положения случайного импульса с квазипрямоугольной формой модулирующей функции

$$D_{\tau 3} = \frac{\tau_0^2}{4\sqrt{2}\,z^2}\left\{\frac{3\,\delta}{4\sqrt{2}} + 2\,\alpha + \frac{\pi\,\alpha^2}{\delta\sqrt{2}}\right\}^{-1},\quad D_{\lambda 3} = \frac{\tau_0^2\,\delta}{4\,\pi\,z^2}\,. \qquad (20)$$

Эти формулы верны лишь асимптотически — с ростом z. Причем, чем меньше δ, тем при больших z эти формулы начинают удовлетворительно описывать дисперсии соответствующих оценок. Поэтому, если $\delta \ll 1$, а z не слишком велико, более точными могут оказаться формулы (16). Аналогично [8] можно показать, что при малой длительности фронтов модулирующих функций применение прямоугольной (2) и квазипрямоугольной (19) аппроксимаций позволяет получить для дисперсий оценок выражения

$$\widehat{D}_\tau = \max\left[\,D_{\tau 2}\,,\,D_{\tau 3}\,\right],\quad \widehat{D}_\lambda = \max\left[\,D_{\lambda 2}\,,\,D_{\lambda 3}\,\right]. \qquad (21)$$

Определим выигрыш в точности оценок длительности и временного положения случайного сигнала с квазипрямоугольной формой модулирующей функции (19) по сравнению с колокольной (14) как $\widehat{\chi}_\tau = D_{\tau 1}/\widehat{D}_\tau$, $\widehat{\chi}_\lambda = D_{\lambda 1}/\widehat{D}_\lambda$. Тогда, используя (15), (16), (20), (21), получаем

$$\widehat{\chi}_\tau = \begin{cases} \dfrac{8\,z^2}{39}\,, & z^2 \le 13\left[\dfrac{3\,\delta}{8} + \sqrt{2}\,\alpha + \dfrac{\pi\,\alpha^2}{2\,\delta}\right], \\[2ex] \dfrac{4\sqrt{2}}{3}\left[\dfrac{3\,\delta}{4\sqrt{2}} + 2\,\alpha + \dfrac{\pi\,\alpha^2}{\delta\sqrt{2}}\right], & z^2 > 13\left[\dfrac{3\,\delta}{8} + \sqrt{2}\,\alpha + \dfrac{\pi\,\alpha^2}{2\,\delta}\right], \end{cases} \qquad (22)$$

$$\widehat{\chi}_\lambda = \begin{cases} 8\,z^2/13\,\pi\,, & z^2 \le 13\,\pi/8\,\delta\,, \\ 1/\delta\,, & z^2 > 13\,\pi/8\,\delta\,. \end{cases} \qquad (23)$$

Выражения (22), (23) определяют условия, при которых применение квазипрямоугольной модулирующей функции позволяет обеспечить более высокую точность оценок временного положения и длительности случайного импульса, чем при использовании колокольной модулирующей функции. В частности, если отношение сигнал—шум z фиксировано, то не следует уменьшать относительную длительность фронтов квазипрямоугольной модулирующей функции менее величины $\delta_{\lambda\min}$ — при оценке временного положения λ и менее величины $\delta_{\tau\min}$ — при оценке длительности τ. Здесь $\delta_{\lambda\min} = 13\,\pi/8\,z^2$, а

$$\delta_{\tau\min}=\left\{\frac{z^2}{13\sqrt{2}}+\frac{\pi}{2\sqrt{2}}-1-\sqrt{\left(\frac{z^2}{13\sqrt{2}}+\frac{\pi}{2\sqrt{2}}-1\right)^2-\frac{\pi}{\sqrt{2}}\left(\frac{\pi+3}{4\sqrt{2}}-1\right)}\right\}\times$$
$$\times\left\{2\left(\frac{3+\pi}{4\sqrt{2}}-1\right)\right\}^{-1}\quad \text{при}\quad z\gtrsim\sqrt{3}\,.$$

Действительно, согласно (22), (23) выбор $\delta<\delta_{\lambda\min}$ или $\delta<\delta_{\tau\min}$ не увеличивает выигрыша в точности оценок соответственно временному положению и длительности случайного импульсного сигнала, но приводит к росту технических трудностей генерации модулирующей функции. При совместной оценке временного положения и длительности можно выбирать относительную длительность фронтов квазипрямоугольной модулирующей функции из условия $\delta_{\min}=\min(\delta_{\lambda\min},\delta_{\tau\min})$.

Таким образом, найденные аналитические выражения для характеристик оценок позволяют сформулировать рекомендации по выбору параметров модулирующей функции, которые обеспечивают повышение точности оценок.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *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.
2. *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.
3. *Зюко А. Г., Коробов Ю. Ф.* Теория передачи сигналов.— М. : Связь, 1972.— 282 с.
4. *Евтютов А. П., Митько В. Б.* Инженерные расчеты в гидроакустике.— Л. : Судостроение, 1988.— 288 с.
5. *Трифонов А. П., Захаров А. В.* Оценка задержки радиосигнала при неизвестном среднем значении модулирующей помехи// Радиоэлектроника.— 1989.— Т. 32.— № 11.— С. 12—15. (Изв. высш. учеб. заведений).
6. *Трифонов А. П., Бутейко В. К., Захаров А. В.* Совместная оценка задержки и длительности сигнала при наличии модулирующей помехи // Радиоэлектроника.— 1990.— Т. 34.— № 4.— С. 89—91. (Изв. высш. учеб. заведений).
7. *Куликов Е. И., Трифонов А. П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех.— М. : Сов. радио, 1978.— 296 с.
8. *Трифонов А. П., Шинаков Ю. С.* Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех.— М. : Радио и связь, 1986.— 264 с.
9. *Ярлыков М. С.* Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике.— М. : Сов. радио, 1980.— 358 с.

Воронежский госуниверситет.

Поступила в редакцию 17.08.94.