ISSN 0033-8486

РАДИОТЕХНИКА

12 1997

В НОМЕРЕ:

Оптимизация выделения сигналов из помех — путь к повышению качества радиотехнических систем и устройств

ИПРЖР
Тел./факс: (095) 925 - 92 - 41
Эл. почта: zaoiprzhr@glasnet.ru
http://www.cplire.ru/html/jr_e/iprzhr.html

УДК 621.391

Оценка времени прихода случайного импульса на фоне белого шума

А.П.Трифонов, В.И.Парфенов

Найдены структура и характеристики максимально правдоподобного измерителя, а также квазиоптимального измерителя, использующего стандартные фильтры.

Случайные импульсы часто используют в качестве математических моделей реальных сигналов. Такими моделями могут быть описаны отраженные сигналы в локации (особенно 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].

Цель работы — *определить структуру измерителя и характеристики оценки времени прихода случайного гауссовского импульса.*

Представим, аналогично [1], импульсный сигнал длительностью τ в виде

$$s(t, \lambda_0)= f\,[(t-\lambda_0)/\tau\,]\,\xi(t)\,, \tag{1}$$

где $\xi(t)$ — реализация центрированного гауссовского стационарного случайного процесса с корреляционной функцией $K(\Delta)= <\xi(t)\xi(t+\Delta)>$; $f(\cdot)$ — детерминированная функция, описывающая форму принимаемого импульса; λ_0 — истинное значение времени прихода сигнала.

Полагаем, что модулирующая функция $f(x)$ удовлетворяет условиям нормировки

$$\max f(x) = 1,\ \int\limits_{-\infty}^{\infty} f^2(x)dx = 1\,. \tag{2}$$

Для синтеза измерителя возьмем метод максимального правдоподобия. Тогда измеритель должен формировать логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОП) [1]

$$L(\lambda)=\frac{1}{N_0}\iint\limits_{-T/2}^{T/2} x(t_1)x(t_2)Q(t_1,t_2,\lambda)dt_1dt_2-$$

$$-\frac{1}{2}\int\limits_0^1 d\chi\int\limits_{-T/2}^{T/2} dt\,\widetilde{Q}(t,t,\lambda\,\chi) \tag{3}$$

для всех $\lambda\in[-\Lambda/2;\,\Lambda/2\,]$, $\Lambda < T-2\tau$, и определять положение его абсолютного (наибольшего) максимума.

В (3) $x(t)=s(t,\lambda_0)+n(t)$ — реализация наблюдаемых данных, $|t|\le T/2$, функция $Q(t_1,t_2,\lambda) = \widetilde{Q}(t_1,t_2,\lambda,1)$, а функция $\widetilde{Q}(t_1,t_2,\lambda,\chi)$ удовлетворяет интегральному уравнению

$$\frac{N_0}{2}\widetilde{Q}(t_1,t_2,\lambda,\chi)+\chi\int\limits_{-T/2}^{T/2}\widetilde{Q}(t_1,t,\lambda,\chi)\,K_s(t,t_2,\lambda)dt=$$

$$= K_s(t_1,t_2,\lambda), \tag{4}$$

где

$$K_s(t_1,t_2,\lambda)=f\,[(t_1-\lambda)/\tau\,]f\,[(t_2-\lambda)/\tau\,]K(t_1-t_2) \tag{5}$$

— корреляционная функция сигнала (1).

Практическая реализация измерителя на основе (3) затруднительна, что связано с необходимостью формирования квадратичного функционала для всех $\lambda\in[-\Lambda/2;\,\Lambda/2\,]$. Упрощение структуры алгоритма возможно при условии, что длительность сигнала τ значительно превосходит время корреляции процесса $\xi(t)$, т.е. при условии

$$\mu=\tau\,\Omega/4\pi >> 1, \tag{6}$$

где $\Omega=\int\limits_{-\infty}^{\infty} G^2(\omega)d\omega\,[\sup G\,(\omega)\,]^{-2}$ — эквивалентная полоса частот процесса $\xi(t)$ со спектром мощности $G(\omega)=\gamma g(\omega/\Omega)$, $g(x)$ — функция, описывающая форму спектра мощности процесса $\xi(t)$ и удовлетворяющая условиям

$$g(x)=g(-x)\ge 0,\ \sup g(x)=1,\ \int\limits_{-\infty}^{\infty} g^2(x)dx=1. \tag{7}$$

Решение (4) будем искать в виде, аналогичном (5), $\widetilde{Q}\,(t_1,t_2,\lambda,\chi)=f\,[(t_1-\lambda)/\tau\,]f\,[(t_2-\lambda)/\tau\,]\widetilde{Q}_0(t_2-t_1,\chi)$. Тогда (4) примет вид

$$\frac{N_0}{2}\widetilde{Q}_0(t_2-t_1,\chi)+\chi\int\limits_{-T/2}^{T/2}\widetilde{Q}_0(t_2-t,\chi)K(t-t_2)\times$$

$$\times f^2\,[(t-\lambda)/\tau\,]dt = K\,(t_2-t_1)\,. \qquad (8)$$

С учетом (2), (6) можно положить $f^2[(t-\lambda)/\tau\,] = 1$ на интервале порядка времени корреляции процесса $\xi(t)$. При этом пределы интегрирования в (8) можно заменить на бесконечные

$$\frac{N_0}{2}\widetilde{Q}_0(t_2-t_1,\chi)+\chi\int\limits_{-\infty}^{\infty}\widetilde{Q}_0(t_1-t,\chi)K(t-t_2)dt=K(t_2-t_1).$$

Решая это уравнение с помощью преобразования Фурье, имеем

$$\widetilde{Q}_0(t_2-t_1,\chi) = \frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{G(\omega)\exp[\mathrm{i}\omega(t_2-t_1)\,]}{N_0/2+\chi\,G(\omega)}\,d\omega\,,$$

$$Q_0(t_2-t_1)=\widetilde{Q}_0(t_2-t_1,1)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}Q_0(\omega)\exp[\mathrm{i}\omega(t_2-t_1)\,]d\omega/2\pi,$$

$$Q_0(\omega) = \{2G\,(\omega)/N_0\}\;/\;[1+2G\,(\omega)/N_0\,]. \qquad (9)$$

В результате логарифм ФОП (3) перепишется в виде

$$L(\lambda)=L_z(\lambda)-\tau\int\limits_{-\infty}^{\infty}\ln\,[1+2G(\omega)/N_0\,]d\omega/4\pi, \quad (10)$$

где

$$L_z(\lambda)=\int\limits_{-T/2}^{T/2}\!\!\int x(t_1,\lambda)x(t_2,\lambda)Q_0(t_2-t_1)dt_1dt_2/N_0\,,$$

$$x\,(t,\lambda) = x(t)f\,[(t-\lambda)/\tau\,]. \qquad (11)$$

Обозначив $\widetilde{x}(\omega,\lambda) = \int\limits_{-T/2}^{T/2} x(t,\lambda)\exp(-\mathrm{i}\omega t)dt$ и воспользовавшись теоремой Парсеваля, $L_z(\lambda)$ (11) можно представить как

$$L_z(\lambda)=\frac{1}{2\pi N_0}\int\limits_{-\infty}^{\infty}|\,\widetilde{x}(\omega,\lambda)\,|^2\,Q_0(\omega)d\omega=$$

$$=\frac{1}{N_0}\int\limits_{-T/2}^{T/2}\widetilde{y}^{\,2}\,(t,\lambda)dt, \qquad (12)$$

где

$$\widetilde{y}\,(t,\lambda) = \int\limits_{-\infty}^{\infty}x(\nu)f\,[(\nu-\lambda)/\tau\,]h_1(t-\nu)d\nu\,, \qquad (13)$$

$$h_1(t)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}H_1(\omega)\exp(\mathrm{i}\omega t)d\omega/2\pi,\ |H_1(\omega)|^2=Q_0(\omega). \ (14)$$

Отметим, что измеритель, синтезированный в [1], совпадает с (12) при условии

$$q = 2\sup G(\omega)/N_0 = 2\,\gamma/N_0 \ll 1\,. \qquad (15)$$

Согласно (6) длительность сигнала τ значительно превосходит время корреляции случайного процесса $\xi(t)$, а, следовательно, и длительность переходных процессов в фильтре с импульсной переходной функцией $h_1(t)$ (9), (14). Следовательно, (13) можно приближенно записать в виде

$$\widetilde{y}(t,\lambda)\approx f\,[(t-\lambda)/\tau\,]\int\limits_{-\infty}^{\infty}x\,(\nu)h_1(t-\nu)d\nu =$$

$$= f\,[(t-\lambda)/\tau\,]\,y(t)\,, \qquad (16)$$

где $y(t)=\int\limits_{-\infty}^{\infty}x\,(\nu)h_1(t-\nu)\,d\nu$ — отклик фильтра с импульсной переходной функцией $h_1(t)$ на реализацию наблюдаемых данных.

Таким образом, с учетом (10), (12), (13), (16) алгоритм максимального правдоподобия оценки времени прихода λ можно представить в виде

$$\hat{\lambda}= \mathrm{argsup}\; L_z(\lambda),\ \ |\lambda| < \Lambda/2, \qquad (17)$$

где

$$L_z(\lambda)=\frac{1}{N_0}\int\limits_{-T/2}^{T/2}f^2\,[(t-\lambda)/\tau\,]\,y^2(t)\,dt\,. \qquad (18)$$

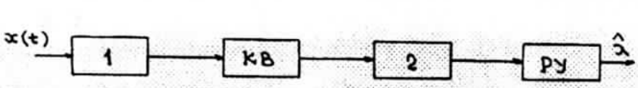

Рис. 1

Блок-схема измерителя, реализующего оценку (17), приведена на рис.1, где обозначено: *1* — фильтр с импульсной переходной функцией $h_1(t)$ (14); *КВ* — квадратор; *2* — фильтр с импульсной переходной функцией $h_2(t)=kf^2[(t_0-t)/\tau]$ $(t_0>\tau$, k — произвольная постоянная); *РУ* — решающее устройство, осуществляющее поиск положения абсолютного максимума функции (18). Согласно (18), блок *2* представляет собой фильтр, согласованный с квадратом модулирующей функции $f(t/\tau)$. Введем в рассмотрение постоянную времени этого фильтра

$$\tau_h=\int\limits_{-\infty}^{\infty}|h_2(t)|\,dt/\sup|h_2(t)|. \qquad (19)$$

В силу (2) $\tau_h=\tau$, т.е. постоянная времени фильтра *2* совпадает с длительностью модулирующей функции.

Перейдем к определению характеристик оценки $\hat{\lambda}$ (17). Для этого представим (18) в виде $L_z(\lambda)=S(\lambda,\lambda_0)+N(\lambda)+C$, где $S(\lambda,\lambda_0)=\langle L_z(\lambda)\rangle-C$ — сигнальная, а $N(\lambda)=L_z(\lambda)-\langle L_z(\lambda)\rangle$ — шумовая функции. Причем при выполнении условия (6) сигнальная функция и корреляционная функция шумовой функции имеют вид

$$S(l,l_0)=\mu g_{11}F_{011}(0,l,l_0), \qquad (20)$$

$$B(l_1,l_2)=\langle N(l_1)N(l_2)\rangle=\mu\,\{g_{02}F_{110}(l_1,l_2,0)+$$
$$+\,2g_{12}F_{111}(l_1,l_2,l_0)+g_{22}F_{112}(l_1,l_2,l_0)\}, \qquad (21)$$

$$C=\mu\, g_{01}F_{100}(0,0,0). \qquad (22)$$

В (20)—(22)

$$F_{nmk}(l_1,l_2,l_0)=$$

$$=\int\limits_{-\infty}^{\infty}f^{2n}(x-l_1)f^{2m}(x-l_2)f^{2k}(x-l_0)\,dx, \qquad (23)$$

$$g_{kn}=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{[qg(x)]^{k+n}}{[1+qg(x)]^n}\,dx,$$
$$l=\lambda/\tau,\ \ l_i=\lambda_i/\tau,\ \ i=0,1,2. \qquad (24)$$

Сигнальная функция $S(l,l_0)$ (20) достигает максимума при $l=l_0$. Следовательно, в соответствии с [5], оценка $\hat{l}=\hat{\lambda}/\tau$ асимптотически (с ростом μ (6)) несмещенная (систематическая ошибка равна нулю), а дисперсия этой оценки

$$D_0(\hat{l})=\left.\frac{\partial^2B(l_1,l_2)}{\partial l_1\partial l_2}\right|_{l_0}\cdot\left.\left\{\frac{\partial^2S(l,l_0)}{\partial l^2}\right\}^{-2}\right|_{l_0}=$$

$$=\{g_{02}\varphi_{21}+2g_{12}\varphi_{22}+g_{22}\varphi_{23}\}/(\mu\, g_{11}^2\,\Psi^2), \qquad (25)$$

где

$$\varphi_{kn}=4\int\limits_{-\infty}^{\infty}[df(x)/dx]^k f^{2n}(x)dx, \qquad (26)$$

$$\Psi=4\int\limits_{-\infty}^{\infty}[f(x)\,df(x)/dx]^2dx. \qquad (27)$$

При выполнении (15) выражение для дисперсии оценки (25) упрощается и принимает вид

$$D_0(\hat{l})=1/(\mu q^2\Psi)=1/\{4\,\mu q^2\int\limits_{-\infty}^{\infty}[f(x)\,df(x)/dx]^2dx\}.$$

Рассмотрим более подробно алгоритм измерения (17), (18). Для его аппаратурной реализации, согласно рис.1, необходима значительная априорная информация. Так, для реализации фильтра *1*, согласно (14), надо знать эквивалентную полосу частот и форму спектра мощности процесса $\xi(t)$, описываемую функцией $g(x)$, а также величину q, характеризующую отношение средней мощности случайного процесса $\xi(t)$ к средней мощности белого шума в полосе частот сигнала. Для реализации фильтра *2* надо знать форму и длительность модулирующей функции $f(t/\tau)$. Кроме того, для ряда оптимальных импульсных переходных функций $h_1(t)$ и $h_2(t)$ структура фильтров *1* и *2* оказывается излишне сложной. Поэтому можно рекомендовать использовать в качестве этих фильтров достаточно легко реализуемые стандартные фильтры, выбирая их параметры такими, чтобы проигрыш в точности оценки был не слишком велик. В качестве фильтра *1* выберем фильтр с передаточной функцией $\tilde{H}_1(\omega)\neq H_1(\omega)$, удовлетворяющей условию $|\tilde{H}_1(\omega)|^2=H_0^2\,\tilde{g}(\omega/\tilde{\Omega})$, где $H_0=\mathrm{const}$, $\tilde{\Omega}=\int\limits_{-\infty}^{\infty}|\tilde{H}_1(\omega)|^4d\omega\,\{\sup|\tilde{H}_1(\omega)|\}^{-4}$ — эквивалентная полоса частот фильтра, а функция $\tilde{g}(x)$ нормирована также как и функция $g(x)$ (7). В качестве фильтра *2* выберем фильтр с импульсной переходной функцией $\tilde{h}_2(t) \neq h_2(t)$, удовлетворяющей условию $\tilde{h}_2(t) = h_0 \tilde{f}(t/\tilde{\tau})$, где $h_0 = \text{const}$, $\tilde{\tau} = \int\limits_{-\infty}^{\infty} |\tilde{h}_2(t)|\, dt / \sup|\tilde{h}_2(t)|$ — постоянная времени фильтра, определяемая аналогично (19), а функция $\tilde{f}(x)$ нормирована так, что $\int\limits_{-\infty}^{\infty} |\tilde{f}(x)|\, dx = 1$, $\sup|\tilde{f}(x)| = 1$. При этом в соответствии с введенными обозначениями квазиоптимальный алгоритм измерения времени прихода λ принимает вид

$$\tilde{\lambda} = \operatorname{argsup} \tilde{L}(\lambda), \quad |\lambda| < \Lambda/2, \tag{28}$$

$$\tilde{L}(\lambda) = \frac{1}{N_0} \int\limits_{-T/2}^{T/2} \tilde{y}^2(t)\, \tilde{h}_2(\lambda - t)\, dt, \tag{29}$$

где $\tilde{y}(t) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} x(\nu)\, \tilde{h}_1(t-\nu)\, d\nu$ — отклик фильтра с импульсной переходной $\tilde{h}_1(t)$ и передаточной $\tilde{H}_1(\omega)$ функциями на реализацию наблюдаемых данных.

Для определения характеристик квазиоптимальной оценки $\tilde{l} = \tilde{\lambda}/\tau$ представим функционал (29), как и ранее, в виде суммы сигнальной и шумовой функций $\tilde{L}(\lambda) = \tilde{S}(\lambda, \lambda_0) + \tilde{N}(\lambda) + \tilde{C}$. Причем при выполнении условия (6) сигнальная функция $\tilde{S}(l, l_0)$, функция корреляции шумовой функции $\tilde{B}(l_1, l_2)$ и несущественная постоянная $\tilde{C}$ определяются (20)–(22) соответственно при замене F_{nmk} (23) и g_{kn} (24) на

$$\tilde{F}_{nmk}(l_1, l_2, l_0) = \eta\, h_0^{n+m} \int\limits_{-\infty}^{\infty} \tilde{f}^n \left(x - \frac{l_1}{\eta} \right) \tilde{f}^m\left(x-\frac{l_2}{\eta}\right) \times$$
$$\times\ f^{2k}(x\eta - l_0)\, dx, \tag{30}$$

$$\tilde{g}_{kn} = \nu\, H_0^{2n} \int\limits_{-\infty}^{\infty} [q g(x\nu)]^k\, \tilde{g}^n(x)\, dx, \tag{31}$$

где

$$\nu = \tilde{\Omega}/\Omega, \quad \eta = \tilde{\tau}/\tau. \tag{32}$$

Отметим, что максимум сигнальной функции $\tilde{S}(l, l_0)$ в общем случае достигается в некоторой точке $l_m \neq l_0$, определяемой из уравнения

$$\int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{d\tilde{f}(x)}{dx} f^2(x\eta + l_m - l_0)\, dx = 0.$$

Следовательно, оценка $\tilde{l}$ в общем случае обладает смещением $\tilde{d}(\tilde{l}) = l_m - l_0$, а ее дисперсия определяется соотношением [5]

$$\tilde{D}(\tilde{l}) = \left\{ \frac{\partial^2 \tilde{B}(l_1, l_2)}{\partial l_1 \partial l_2} \Bigg/ \left[\frac{d^2 \tilde{S}(l, l_0)}{dl^2} \right]^2 \right\}_{l_m}. \tag{33}$$

Подставляя в (33) выражения для $\tilde{S}(l, l_0)$ (20) и $\tilde{B}(l_1, l_2)$ (21) с учетом (30), (31), получаем, что дисперсия оценки $\tilde{l}$ определяется (25) при замене φ_{kn} (26) и Ψ (27) на

$$\tilde{\varphi}_{kn}(l_m) = \eta \int\limits_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{d\tilde{f}(x)}{dx} \right]^k f^{2(n-1)}(x\eta + l_m - l_0)\, dx, \tag{34}$$

$$\tilde{\Psi}(l_m) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} \frac{d^2 \tilde{f}(x)}{dx^2} f^2(x\eta + l_m - l_0)\, dx \tag{35}$$

и g_{kn} (24) на $\tilde{g}_{kn}$ (31) соответственно.

Заметим, что если функции $f^2(x)$ и $\tilde{f}(x)$ четные, то $l_m = l_0$. Тогда квазиоптимальная оценка будет несмещенной, а ее дисперсия определится (25) при замене φ_{kn} (26), Ψ (27) на $\tilde{\varphi}_{kn}(l_0)$ (34), $\tilde{\Psi}(l_0)$ (35) и g_{kn} (24) на $\tilde{g}_{kn}$ (31).

В частном случае, когда выполняется (15) и $l_m = l_0$, дисперсия квазиоптимальной оценки принимает вид

$$\tilde{D}(\tilde{l}) = \frac{\tilde{g}_{02}\, \tilde{\varphi}_{21}(l_0)}{\mu\, \tilde{g}_{11}^2\, \tilde{\Psi}^2(l_0)} =$$

$$= \frac{\eta \int\limits_{-\infty}^{\infty} (d\tilde{f}(x)/dx)^2\, dx}{\mu q^2 \nu \left[\int\limits_{-\infty}^{\infty} g(x\nu)\tilde{g}(x)\, dx \int\limits_{-\infty}^{\infty} d^2\tilde{f}(x)/dx^2\, f^2(x\eta)\, dx \right]^2}.$$

Определим, к какому проигрышу в точности оценки времени прихода приводит замена оптимальных фильтров $H_1(\omega)$ и $h_2(t)$ (рис.1) на квазиоптимальные $\tilde{H}_1(\omega)$ и $\tilde{h}_2(t)$. Для этого найдем отношение дисперсий оценок $\hat{l}$ (17) и $\tilde{l}$ (28). Если выполняется (15) и $l_m=l_0$, то это отношение запишется как

$$\chi=\widetilde{D}(\tilde{l}) / D_0(\hat{l})=g_{11}^2\Psi^2\tilde{g}_{02}\tilde{\varphi}_{21}(l_0) / (\tilde{g}_{11}^2\tilde{\Psi}^2(l_0)g_{02}\varphi_{21})=$$

$$=\frac{4\eta\int\limits_{-\infty}^{\infty}(d\tilde{f}(x)/dx)^2dx\int\limits_{-\infty}^{\infty}[f(x)df(x)/dx]^2\,dx}{\nu\,[\int\limits_{-\infty}^{\infty}g(x\nu)\tilde{g}(x)dx\int\limits_{-\infty}^{\infty}d^2\tilde{f}(x)/dx^2\,f^2(x\eta)\,dx]^2}. \quad (36)$$

В качестве конкретного примера рассмотрим ситуацию, когда фильтры квазиоптимального измерителя отличаются от фильтров оптимального измерителя только параметрами (т.е. $\tilde{\Omega}\neq\Omega$ и $\tilde{\tau}\neq\tau$). Положим, что спектр мощности случайного процесса $\xi(t)$ имеет прямоугольную форму, так что

$$\tilde{g}(x)=g(x)=\begin{cases}1, & |x|\leq 1/2,\\ 0, & |x|>1/2,\end{cases} \quad (37)$$

а модулирующая функция — колокольную форму, т.е.

$$\tilde{f}(x)=f^2(x)=\exp(-\pi x^2). \quad (38)$$

Подставляя (37),(38) в (36), получаем выражение для проигрыша в точности оценки

$$\chi=(1+\eta^2)^3 / [8\nu\,\eta^3\min{}^2(1,1/\nu)]. \quad (39)$$

На рис.2 приведены зависимости проигрыша в точности квазиоптимальной оценки χ (39) от параметра ν для различных значений η (32). Кривой *1* соответствует $\eta=1$; *2* — $\eta=1{,}25$; *3* — $\eta=1{,}5$; *4* — $\eta=1{,}75$; *5* — $\eta=2$.

Из анализа кривых следует, что при достаточно точном согласовании параметров фильтров квазиоптимального измерителя ($\frac{1}{2}<\nu<2$, $\frac{1}{2}<\eta<2$, так что параметры фильтров и случайного импульса отличаются не более чем в 2 раза) проигрыш в точности оценки квазиоптимального измерителя по сравнению с оптимальным χ (39) не превосходит 4. Причем оба фильтра (см. рис.1) обладают примерно одинаковой чувствительностью к отклонению их параметров от параметров случайного импульса. Действительно, проигрыш $\chi=2$ при $\eta=1$, $\nu=2$ и $\chi=1{,}95$ при $\nu=1$, $\eta=2$. Однако следует отметить, что если квазиоптимальные фильтры отличаются не только параметрами, но и формой передаточных функций, то проигрыш в точности оценки может быть значительным.

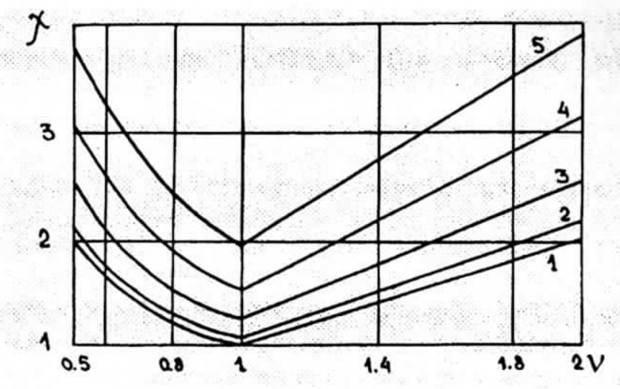

Рис. 2

- Сравнительный анализ максимально правдоподобного и квазиоптимального измерителей позволяет сделать обоснованный выбор между ними в зависимости от имеющейся априорной информации, а также в зависимости от требований, предъявляемых к точности оценки и к степени простоты технической реализации измерителя.

Приведенные результаты получены при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований.

Литература

1. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т.3. — М.: Сов.радио, 1977.
2. *Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И.* Модулирующие помехи и прием радиосигналов. — М.: Сов.радио, 1972.
3. *Зюко А.Г., Коробов Ю.Ф.* Теория передачи сигналов. — М.: Связь, 1972.
4. *Евтютов А.П., Митько В.Б.* Инженерные расчеты в гидроакустике. — Л.: Судостроение, 1988.
5. *Куликов Е.И., Трифонов А.П.* Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов.радио, 1978.

Поступила 26 апреля 1995 г.