

87

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ СССР

87

*ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ*

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

ТОМ XXIX

№ 5

ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК

ИЗДАНИЕ ЛЕНИНГРАДСКОГО ИНСТИТУТА
ТОЧНОЙ МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

1986

КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ПРИХОДА СЛУЧАЙНОГО ИМПУЛЬСА

А. П. ТРИФОНОВ, А. В. ЗАХАРОВ

Воронежский государственный университет им. Ленинского комсомола

Предложена аппаратная реализация измерителя времени прихода гауссовского сигнала по методу максимального правдоподобия. Найдены смещение и рассеяние оценки при использовании в квазиоптимальном измерителе стандартных фильтров.

Задача оценки времени прихода импульсных сигналов имеет очевидные и широкие применения в связи, локации, при измерении координат, в системах синхронизации и т. п. Однако часто наблюдаемый на фоне помех сигнал сам является случайным. Примерами таких сигналов могут служить импульс со случайной субструктурой, описывающий «вспышку» оптического шума [1], отраженный радиолокационный сигнал [2], сигнал с время-импульсной модуляцией, искаженный модулирующей помехой [3] и др. В [4] рассмотрена эффективность оценки времени прихода случайного импульса

$$s(t, \tau_0) = I[(t - \tau_0)/\gamma] \xi(t), \quad I(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1/2; \\ 0, & |x| > 1/2, \end{cases} \quad (1)$$

наблюдаемого на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 . В (1) обозначено: $\xi(t)$ — реализация центрированного гауссовского стационарного случайного процесса с корреляционной функцией $K(\lambda) = \langle \xi(t) \xi(t + \lambda) \rangle$; γ — длительность импульса. Согласно [4], оценка максимального правдоподобия $\hat{\tau}$ времени прихода τ_0 импульса (1) определяется как положение абсолютного максимума функции

$$M(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} x(t_1) x(t_2) \theta(t_1, t_2, \tau) dt_1 dt_2, \quad (2)$$

где $[-T/2; T/2]$ — интервал наблюдения; $x(t) = s(t, \tau_0) + n(t)$ — реализация наблюдаемых данных,

$$\begin{aligned} \theta(t_1, t_2, \tau) &= I[(t_1 - \tau)/\gamma] I[(t_2 - \tau)/\gamma] \theta_0(t_1 - t_2), \\ \theta_0(t_1 - t_2) &= \frac{q}{\pi N_0} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\rho(\omega) \exp[j\omega(t_1 - t_2)] d\omega}{1 + q\rho(\omega)}, \end{aligned} \quad (3)$$

$\rho(\omega) = G(\omega)/G_m$, $q = 2G_m/N_0$, $G(\omega)$ — спектр мощности процесса $\xi(t)$, а G_m — его максимальное значение в полосе частот анализируемого сигнала.

Реализация измерителя (2) приводит к значительным техническим трудностям, поскольку необходимо формировать квадратичный функционал в (2) для всех значений $\tau \in [-T/2; T/2]$. Структуру измерителя (2) можно существенно упростить, если пренебречь ошибками измерения времени прихода сигнала (1) порядка времени корреляции τ_k процесса $\xi(t)$. При длительности сигнала $\gamma \gg \tau_k$ и при $q \ll 1$ такое пренебрежение не приводит к существенному увеличению ошибок оценивания. Преобразуя квадратичный функционал (2), как это делается в [2, 5], приходим к выражению:

$$M(\tau) \simeq M_1(\tau) = \int_{\tau-\gamma/2}^{\tau+\gamma/2} y^2(t) dt. \quad (4)$$

Здесь $y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t') h_0(t-t') dt'$, а спектр функции $h_0(t)$ удовлетворяет соотношению: $|H_0(\omega)|^2 = \theta_0(\omega)$, где $\theta_0(\omega)$ — спектр функции (3). Квазиоптимальный измеритель (4) может быть реализован, как это показано на рис. 1, где 1 — фильтр с импульсной переходной функцией $h_0(t)$; 2 — квадратор; 3 — линия задержки на величину длительности импульса γ ; 4 — решающее устройство, которое фиксирует положение $\hat{\tau}_1$ абсолютного максимума сигнала на выходе интегратора, являющееся оценкой. Несмотря на относительную простоту аппаратной реализации измерителя (4), получаемая с его помощью оценка является асимптотически оптимальной. Действительно, обозначим

$$\mu = \gamma \Delta f_E, \quad (5)$$

где $\Delta f_E = \int_{-\infty}^{+\infty} G^2(\omega) d\omega / 2\pi G_m^2$ — эквивалентная полоса частот процесса $\xi(t)$. Тогда, если $\mu \rightarrow \infty$, а $q \rightarrow 0$ так, что $\mu q^2 \rightarrow \infty$, то оценка $\hat{\tau}_1$ сходится к оценке максимального правдоподобия $\hat{\tau}$ [4, 6].

Однако для реализации фильтра 1 необходима значительная априорная информация. Согласно (3) надо знать форму спектра мощности анализируемого процесса, описываемую функцией $\rho(\omega)$, а также величину q , характеризующую отношение средней мощности случайного сигнала к средней мощности белого шума в полосе частот сигнала. Кроме того, для ряда оптимальных импульсных переходных функций $h_0(t)$ структура фильтра 1 оказывается излишне сложной. В этой связи можно рекомендовать использовать в качестве входного фильтра измерителя (рис. 1) достаточно легко реализуемые стандартные фильтры, выбирая их параметры такими, чтобы проигрыш в точности оценки был не слишком большим. Пусть импульсная переходная функция фильтра 1 на рис. 1 $h(t) \neq h_0(t)$. Получаемую в этом случае оценку обозначим $\hat{\tau}_2$. Найдем характеристики этой оценки. Аналогично [4] выделим сигнальную и шумовую функции на выходе измерителя (4) при $h(t) \neq h_0(t)$. Полагая затем, что $\mu \gg 1$ (5), и решая соответствующее уравнение Фоккера-Планка-Колмогорова, найдем смещение $b(\hat{\tau}_2)$ (систематическую ошибку) и рассеяние $V(\hat{\tau}_2)$ (средний квадрат ошибки) оценки $\hat{\tau}_2$:

$$b(\hat{\tau}_2) = 0, \quad V(\hat{\tau}_2) = \frac{26\pi^2}{q^4} \frac{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^4 \{1 + [1 + q\rho(\omega)]^2\} d\omega \right]^2}{\left[\int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 \rho(\omega) d\omega \right]^4}. \quad (6)$$

Здесь $H(\omega)$ — частотная передаточная функция фильтра 1 измерителя, представленного на рис. 1. Полагая в (6) $|H(\omega)|^2 = |H_0(\omega)|^2 = \theta_0(\omega)$, находим рассеяние $V(\hat{\tau}_1)$ оценки $\hat{\tau}_1$, определяемой по положению абсолютного максимума функции (4).

Отметим, что рассеяние $V(\hat{\tau}_1)$ оценки $\hat{\tau}_1$ практически совпадает с рассеянием оценки максимального правдоподобия $\hat{\tau}$ при $q < 0,1 \div 0,2$. Так при прямоугольной форме спектра мощности случайного сигнала рассеяние оценки $\hat{\tau}_1$ превосходит рассеяние оценки $\hat{\tau}$ не более чем в два раза, как только $q \leq 0,7$. Для экспоненциально-коррелированного случайного процесса $V(\hat{\tau}_1)/V(\hat{\tau}) \leq 2$, как только $q \leq 1$.

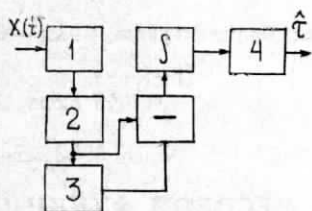


Рис. 1

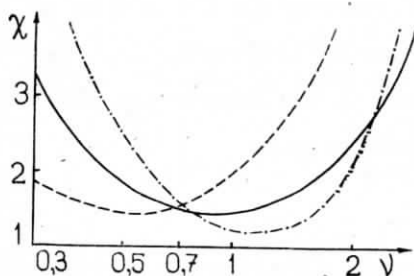


Рис. 2

Рассмотрим влияние входного фильтра измерителя (рис. 1) на точность оценки времени прихода случайного импульса. Обозначим эквивалентную полосу пропускания фильтра

$$\Delta f_h = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(\omega)|^2 d\omega / (2\pi H_m^2), \quad (7)$$

где $H_m = \max |H(\omega)|$. На рис. 2 нанесены зависимости проигрыша в точности оценки $\chi = V(\hat{\tau}_2)/V(\hat{\tau}_1)$ от отношения $\nu = \Delta f_E / \Delta f_h$ эквивалентных полос частот случайного сигнала и фильтра при $q = 0,1$. Сплошной линией представлена зависимость $\chi(\nu)$, когда спектр мощности сигнала имеет прямоугольную форму, а в качестве фильтра используется интегрирующая RC-цепочка. Штриховой линией нанесена аналогичная зависимость для экспоненциально-коррелированного сигнала, если фильтр имеет прямоугольную амплитудно-частотную характеристику. Штрихпунктирной линией представлена зависимость $\chi(\nu)$, когда спектр мощности сигнала имеет прямоугольную форму и используется фильтр с колокольной амплитудно-частотной характеристикой.

Рассмотренные частные примеры показывают, что использование стандартных входных фильтров в измерителе (рис. 1) не приводит

к существенному проигрышу в точности оценки при соответствующем выборе их полосы пропускания. Следуя [7], фильтр, полоса пропускания которого обеспечивает минимальное рассеяние оценки, можно назвать согласованным по полосе. Из рис. 2 следует, что для фильтров, согласованных по полосе со случайным импульсом, получается несущественное увеличение рассеяния оценки (30—50%), причем само такое согласование оказывается не очень критичным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ахманов С. Я., Дьяков Ю. Е., Чиркин А. С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. — М.: Наука, 1981. — 640 с.
2. Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1/Под. ред. Г. П. Тартаковского. — М.: Сов. радио, 1963. — 424 с.
3. Кремер И. Я., Владимиров В. И., Карпунин В. И. Модулирующие помехи и прием радиосигналов. — М.: Сов. радио, 1972. — 480 с.
4. Трифонов А. П., Галун С. А. Эффективность приема случайного импульсного сигнала на фоне белого шума. — Радиотехника и электроника, 1981, т. 26, № 8, с. 1622—1630.
5. Трифонов А. П., Галун С. А., Парфенов В. И. Оценка длительности случайного гауссовского сигнала. — Изв. вузов СССР — Приборостроение, 1984, т. 27, № 11, с. 9—13.
6. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1978. — 296 с.
7. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Радио и связь, 1982. — 624 с.

Рекомендована кафедрой
радиофизики

Поступила в редакцию
9 июля 1985 г.

УДК 681.34.32+681.2

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХУРОВНЕВОЙ ВЕСОВОЙ ФУНКЦИИ

М. Ю. МИХЕЕВ, Б. В. ЧУВЫКИН

Пензенский политехнический институт

Рассматриваются двухуровневые весовые функции, обеспечивающие максимальное помехоподавление, анализируется влияние неточности задания их параметров на искажение формы АЧХ. Показывается возможность подавления помех с не-кратными частотами.

Одним из эффективных способов повышения помехоустойчивости интегрирующих преобразователей по отношению к периодическим помехам нормального вида является переход от одноуровневых весовых функций (ВФ) к двухуровневым. Такой переход позволяет повысить помехоподавление от 40 до 112 дБ [1] при незначительном увеличении времени преобразования и сложности реализации.

В данной работе рассматриваются двухуровневые ВФ, которые при заданной длительности по отношению к периоду помехи обеспечивают максимальное подавление первой гармоники помехи. Отметим, что известные методы синтеза ВФ [2, 3] позволяют получить лишь частное решение поставленной задачи, поскольку общее аналитическое решение отсутствует. Для получения решения нами использованы численные методы.