

Диржаков

(104)

ISSN 0033-8486

Радиотехника

10/88

- Полученные соотношения дают возможность определить верхнюю границу разрешающей способности по частоте гребенки эквивалентных элементарных частотных фильтров исследуемого ЦАС, а также ее значение при выбранных шаге гребенки и соотношении сигнал-шум, что обеспечивает устранение избыточности по быстродействию и аппаратным затратам разрабатываемых ЦАС.

Литература

- [1] Мартынов В. А., Селихов Ю. И. Панорамные приемники и анализаторы спектра. — М.: Сов. радио, 1980.
[2] Хэррис Ф. Дж. — ТИИЭР, 1978, т. 66, № 1.

Поступила после доработки 28 декабря 1987 г.

УДК 621.391

Оценка задержки радиосигнала при наличии модулирующей помехи

А. П. Трифонов, А. В. Захаров

Установлены структуры приемника максимального правдоподобия и более простого квазиоптимального приемника сигнала на фоне белого шума; найдены характеристики оптимальной и квазиоптимальной оценок задержки.

Помехоустойчивость систем передачи информации существенно ограничивается модулирующими (мультипликативными) помехами, присутствующими в реальных каналах связи со случайной структурой [1—3]. Рассмотрим прием прямоугольного радиосигнала

$$s(t, \tau_0, \varphi_0) = I(t - \tau_0) \sqrt{\gamma} \xi(t) \cos(\omega_0 t - \varphi_0) \quad (1)$$

на фоне гауссовского белого шума $n(t)$ с односторонней спектральной плотностью N_0 , где $I(x) = 1$ при $|x| < 1/2$ и $I(x) = 0$ при $|x| > 1/2$; $\xi(t)$ — реализация стационарного гауссовского случайного процесса, описывающего модулирующую помеху, причем $\langle \xi(t) \rangle = 0$, $\langle \xi(t) \xi(t + \lambda) \rangle = K(\lambda)$.

Спектр мощности модулирующей помехи $G(\omega) = G_0 f(\omega/\Omega)$. Функция $f(x) = -f(-x)$ описывает форму спектра мощности и нормирована так, что $\max f(x) = 1$, $\int_{-\infty}^{\infty} dx f^2(x) = 1$, а $\Omega = \int_{-\infty}^{\infty} d\omega G^2(\omega) G_0^{-2}$ — эквивалентная полоса частот процесса $\xi(t)$.

Для оценки неизвестной задержки τ_0 сигнала (1) используем приемник максимального правдоподобия (МПП) [4], который вырабатывает логарифм функционала отношения правдоподобия (ФОР) $L(\tau)$. Аналогично [3] считаем, что длительность (1) γ существенно больше времени корреляции модулирующей помехи:

$$\mu \gg 1, \mu = \gamma \Omega / (4\pi). \quad (2)$$

Полагаем сигнал (1) узкополосным, так что $\gamma \omega_0 / (2\pi) \gg 1$, $\omega_0 \gg \Omega$. Пусть $x(t) = s(t, \tau_0, \varphi_0) + n(t)$, $t \in [-T/2; T/2]$ — наблюдаемая реализация, где $n(t)$ и $s(t, \tau_0, \varphi_0)$ статистически независимы. Тогда, учитывая (2) и полагая $T \gg \gamma$, можно записать логарифм ФОР для неизвестных параметров τ, φ [3, 5]

$$L(\tau, \varphi) = \int_{-T/2}^{T/2} y^2(t, \tau, \varphi) dt/2, \quad (3)$$

где

$$y(t, \tau, \varphi) = \int_{-\infty}^{\infty} dt' I\left(\frac{t' - \tau}{\gamma}\right) x(t') H(t - t') \cos(\omega_0 t' - \varphi), \quad (4)$$

а спектр функции $H(t)$ удовлетворяет соотношению [5]

$$|H(i\omega)|^2 = 4q f(\omega/\Omega) / N_0 [1 + q f(\omega/\Omega)], \quad q = G_0 / N_0. \quad (5)$$

Можно упростить (3), если пренебречь ошибками измерения задержки порядка времени корреляции модулирующей помехи, т. е. порядка $2\pi/\Omega$, что допустимо, если γ не слишком велико [3, 5]. Тогда, учитывая (2), приближенно перепишем (4) как

$$y(t, \tau, \varphi) \approx I[(t - \tau)/\gamma] \int_{-\infty}^{\infty} dt' x(t') H(t - t') \cos(\omega_0 t' - \varphi). \quad (6)$$

Подставляя (6) в (3), максимизируем логарифм ФОП по неизвестной начальной фазе φ [4]. В результате получаем выходной сигнал ПМП

$$L(\tau) = \max_{\varphi} L(\tau, \varphi) = [L_1(\tau) + \sqrt{L_2(\tau)}]/4; \quad (7)$$

$$L_1(\tau) = X(\tau) + Y(\tau); \quad L_2(\tau) = [X(\tau) - Y(\tau)]^2 + 4Z^2(\tau); \quad (8)$$

$$\begin{cases} X(\tau) \\ Y(\tau) \end{cases} = \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} dt \left| \int_{-\infty}^{\infty} dt' x(t') H(t - t') \begin{Bmatrix} \cos \omega_0 t' \\ \sin \omega_0 t' \end{Bmatrix} \right|^2;$$

$$Z(\tau) = \int_{-\tau/2}^{+\tau/2} dt \int_{-\infty}^{\infty} dt_1 x(t_1) H(t - t_1) \cos \omega_0 t_1 \int_{-\infty}^{\infty} dt_2 x(t_2) H(t - t_2) \sin \omega_0 t_2.$$

Оценка максимального правдоподобия [4, 6] неизвестной задержки τ_0 сигнала (1) определяется как $\hat{\tau} = \arg \sup L(\tau)$. Согласно (7) ПМП можно реализовать в ви-

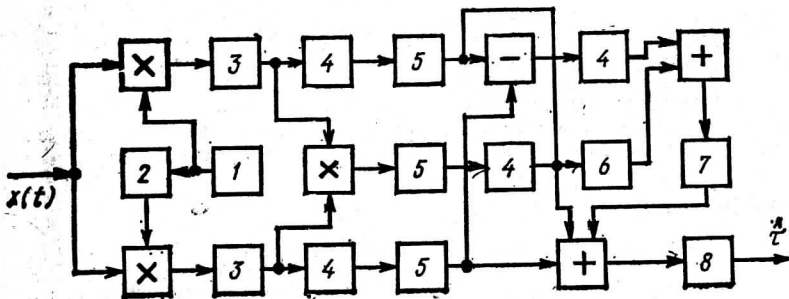


Рис. 1

де, показанном на рис. 1, где 1 — генератор гармонического сигнала с частотой ω_0 ; 2 — фазовращатель на $\pi/2$; 3 — фильтры с передаточной функцией $H(i\omega)$ (5); 4 — квадраторы; 5 — фильтры, согласованные с импульсом $I(t/\gamma)$; 6 — усилитель с коэффициентом усиления, равным 4; 7 — блок извлечения квадратного корня; 8 — решающее устройство, которое фиксирует положение $\hat{\tau}$ абсолютного максимума сформированного сигнала.

Найдем характеристики оценки $\hat{\tau}$, для чего введем вспомогательные функции $S_i(\tau) = \langle L_i(\tau) \rangle$, $N_i(\tau) = L_i(\tau) - \langle L_i(\tau) \rangle$, $i = 1, 2$, и преобразуем (7) к виду

$$L(\tau) = [S_1(\tau) + N_1(\tau) + \sqrt{S_2(\tau) + N_2(\tau)}]/4. \quad (9)$$

Положим, что оценка $\hat{\tau}$ обладает высокой апостериорной точностью. Для этого необходимо, чтобы кроме (2) выполнялись условия

$$\mu q^2 \gg 1, \quad \mu q \gg 1. \quad (10)$$

Тогда достаточно ограничиться исследованием функции (9) в окрестности τ_0 малой по сравнению с длительностью γ сигнала (1). При выполнении (2) и (10)

$$\frac{\langle N_2^2(l_0) \rangle}{S_2^2(l_0)} = 4 \left\{ 1 + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f'(x) dx}{[1 + qf(x)]^2} \right\} \left| \mu q^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f'(x) dx}{1 + qf(x)} \right\}^2 \right| <$$

$$\leq 8(1 + q)^2 / \mu q^2 \ll 1, \quad l_0 = \tau_0 / \gamma.$$

Поэтому в малой окрестности $\tau_0(l_0)$ функцию (9) можно приближенно представить как

$$L(l) = [S_1(l) + N_1(l) + \sqrt{S_2(l)} + N_2(l)/2\sqrt{S_2(l)}]/4 = [S(l) + N(l)]/4,$$

где $S(l) = S_1(l) + \sqrt{S_2(l)}$ — сигнальная, а $N(l) = N_1(l) + N_2(l)/2\sqrt{S_2(l)}$ — шумовая функции [3, 4, 6]. В соответствии с (9) $\langle N(l) \rangle = 0$ и в окрестности $l_0 = \tau_0/\gamma$

$$S(t) = A(1 - |t - t_0|), \quad \langle N(t_1)N(t_2) \rangle = 16\mu q^2 (1 - |t_1 - t_2|) - g \begin{cases} \min(|t_1 - t_0|, |t_2 - t_0|), & (t_1 - t_0)(t_2 - t_0) \geq 0, \\ 0, & (t_1 - t_0)(t_2 - t_0) < 0, \end{cases} \quad (11)$$

$$A = 4\mu q^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{1 + qf(x)}, \quad g = 16\mu q^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) [2 + qf(x)] dx}{[1 + qf(x)]^2}.$$

Согласно (11) при выполнении (2), (10) выходной сигнал ПМП имеет такие же характеристики, как и в [3, 6, 7]. Следовательно, воспользовавшись методом локально-марковской аппроксимации [6], можем получить дисперсию оценки $\hat{t} = \hat{t}_0/\gamma$ номинированной задержки $t_0 = \tau_0/\gamma$:

$$\sigma_0^2 = \frac{13}{8\mu^2 q^4} \left\{ 1 + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{[1 + qf(x)]^2} \right\}^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{1 + qf(x)} \right\}^{-4}. \quad (12)$$

Основные трудности в реализации ПМП вызывает формирование второго слагаемого в правой части (7). Структуру ПМП можно упростить, если использовать

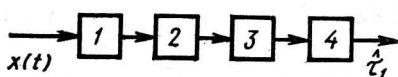


Рис. 2

квазиоптимальную оценку $\hat{t}_1 = \arg \sup L_1(\tau)$. Согласно (8) квазиоптимальный измеритель задержки можно представить в виде рис. 2, где 1 — узкополосный фильтр с импульсной переходной функцией $H(t) \cos \omega_0 t$; 2 — квадратичный детектор огибающей; 3 — фильтр согласованный с импульсом $I(t/\gamma)$; 4 — решающее устройство.

Выходной сигнал квазиоптимального приемника имеет такие же характеристики, как в [3, 6, 7]. При выполнении (2), (10) воспользуемся методом локально-марковской аппроксимации [6] и получим дисперсию оценки $\hat{t}_1 = \hat{t}_1/\gamma$ номинированной задержки t_0 :

$$\sigma_1^2 = \frac{13}{8\mu^2 q^4} \left\{ 1 + 3 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{[1 + qf(x)]^2} \right\}^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{1 + qf(x)} \right\}^{-4}. \quad (13)$$

Из (12), (13) находим проигрыш в точности оценки при использовании квазиоптимального приемника (см. рис. 2) вместо ПМП (рис. 1)

$$\chi = \frac{\sigma_1^2}{\sigma_0^2} = \left\{ 1 + 3 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{[1 + qf(x)]^2} \right\}^2 \left\{ 1 + \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f^2(x) dx}{[1 + qf(x)]^2} \right\}^{-2}. \quad (14)$$

Очевидно, что всегда $\chi \geq 1$, причем, когда $q \ll 1$, $\chi \approx 4$. Однако с ростом q проигрыш в точности оценки несколько снижается. Формулы (12)–(14) найдены в предположении, что выполняются (2) и (10) и q не слишком велико, так что $\mu^{-2} \ll \sigma_i^2 \ll 1$, $i = 0, 1$.

- Выполнены синтез и анализ ПМП и квазиоптимального приемника, которые могут быть использованы в системах передачи информации как для выделения информации, так и в системах синхронизации. Полученные результаты позволяют сделать обоснованный выбор между ПМП и квазиоптимальным приемником в зависимости от требований, предъявляемых к точности оценки и к степени простоты технической реализации приемника.

Литература

- [1] Кремер И. Я., Владимиров В. И., Карпухин В. И. Модулирующие помехи и прием радиосигналов. — М.: Сов. радио, 1972.
- [2] Васильев К. К. Прием сигналов при мультипликативных помехах. — Саратов: Изд-во СГУ, 1983.
- [3] Трифонов А. П., Захаров А. В. — Изв. вузов МВ и ССО СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1986, т. 29, № 4.
- [4] Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. — М.: Сов. радио, 1978.
- [5] Бакут П. А., Большаков И. А., Герасимов Б. М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации / Под ред. Г. П. Тартаковского. Т. 1. — М.: Сов. радио, 1963.
- [6] Трифонов А. П., Шинаков Ю. С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1986.
- [7] Трифонов А. П. — Радиотехника и электроника, 1980, т. 25, № 4.

Поступила после доработки 3 января 1988 г.