

## СОВМЕСТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНЫХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНОЙ АМПЛИТУДОЙ И ЗАДЕРЖКОЙ

Петров Е.П., Прозоров Д.Е., Кишмерёшкин П.Н.

Вятский государственный университет

При передаче сообщений с помощью двоичных сигналов в условиях многолучевости амплитуда и задержка сигнала, приходящего по каждому из лучей приобретают случайный характер. Так как условия распространения сигналов по лучам непрерывно изменяются, то амплитуда и задержка сигнала являются непостоянными. Поэтому для обеспечения слежения за параметрами сигнала в каждом из принимаемых лучей необходимо, чтобы приемное устройство одновременно с выделением дискретного параметра двоичного сигнала измеряло бы его амплитуду и задержку.

Пусть сигнал на входе приемного устройства представляет сумму сигналов, пришедших по разным лучам, на фоне белого гауссовского шума (БГШ):

$$x(t) = \sum_{l=1}^L A_l s_i(t - \Delta t_l - \tau_l) + n(t), \quad i = 1, 2;$$

(1)

где  $L$  – число лучей;  $A_l = v_l + a_l$  – амплитуда сигнала  $l$ -го луча, состоящего из среднего значения  $v_l$  и случайной величины  $a_l$ ;  $\Delta t_l$  – среднее время задержки  $l$ -го луча;  $\tau_l$  – истинное время задержки  $l$ -го луча относительно  $\Delta t_l$ ;  $n(t)$  – БГШ с нулевым средним и односторонней спектральной плотностью  $N_0$ .

При синтезе приемного устройства (ПУ) будем считать, что фильтрации подлежат дискретный параметр сигнала и два непрерывных параметра. Предположим, что осуществляется когерентный прием сигналов, приходящих по каждому из лучей. Дискретный параметр  $\mu$  (манипулированная частота или фаза высокочастотного сигнала) представляет собой однородную простую цепь Маркова с двумя равновероятными ( $p_1 = p_2$ ) состояниями  $M_1$  и  $M_2$  и описывается матрицей вероятностей переходов

$$\Pi = \begin{vmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{vmatrix} \quad (2)$$

Два других параметра: амплитуда  $a$  и задержка сигнала  $\tau$  относительно среднего значения задержки по  $l$ -ному лучу  $\Delta t_{ol}$  – независимые гауссовские марковские процессы с непрерывным пространством изменения и удовлетворяющие стохастическим дифференциальным уравнениям (3) и (4), соответственно

$$\dot{a} + \beta_a a = y_1(t)$$

(3)

$$\dot{\tau} + \beta_\tau \tau = y_2(t)$$

(4)

где  $y_i(t)$  – белый шум с мощностью на единицу полосы  $G_i, i = 1, 2$ ;  $\beta_a, \beta_\tau$  – ширина спектров флуктуаций амплитуды и задержки, соответственно.

Будем считать, что флуктуации амплитуды сигнала малы, т.е. выполняется условие  $A_l \gg a_l$  и отношение сигнал/шум  $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2 \ll 1$  (где  $\sigma_a, \sigma_n$  – СКО амплитуды сигнала и СКО шума соответственно).

В работе [1] на основе теории фильтрации условных марковских процессов получены алгоритмы фильтрации дискретного и непрерывных параметров двоичного сигнала, приходящего по одному из лучей. Уравнение фильтрации для дискретного параметра ФМ-сигнала можно записать в виде [1,2]:

$$u_{l(k+1)} = 4\beta_{ol}^2 \left[ R(\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l) + \frac{\gamma^2}{2} (\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l)^2 + \frac{1}{\sqrt{2\beta_{ol}^2}} \xi(\mathfrak{G}_{lk}) \right] + u_{lk} + z(u_{lk}, p_{ij}),$$

(5)

где  $\beta_{ol}^2 = \frac{A_l^2 T}{2N_0}$  – отношение сигнал/шум в единичном импульсе;

$T$  – длительность импульса.

$$R(\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l) = \exp\left\{-\frac{\pi}{4T_3^2}(\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l)^2\right\}$$

- нормированная автокорреляционная функция единичного импульса сигнала ( $\gamma^2 = \frac{\pi}{2T_3^2}$ ,

$T_3 = \int_{-\infty}^{+\infty} s^2(t)dt$  – эффективная длительность единичного импульса);  $\mathfrak{G}_{lk}$  -экстраполированная на такт оценка задержки сигнала.

$$\xi(\mathfrak{G}_{lk}) = \frac{2}{\sqrt{N_0 T}} \int_0^T n(t) s(t - t_{k+1} - T - \mathfrak{G}_{lk}) \cos(\omega t + \varphi) dt -$$

- гауссов случайный процесс с нулевым средним и единичной дисперсией;

Добавка  $\frac{\gamma^2}{2}(\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l)^2$  к сигнальной части  $R(\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l)$ , формируемая в канале измерения

задержки, позволяет скомпенсировать уменьшение отношения сигнал/шум на выходе ПУ, вызванное отсутствием априорных данных об истинном значении задержки. Поскольку добавка пропорциональна квадрату разности между упрежденной на такт оценки задержки и ее истинным значением, то она не зависит от знака расстройки. При малой неточности измерения задержки, т.е. при большом отношении сигнал/шум  $\rho_{sl}^2$  в каждом из принимаемых лучей указанная добавка будет незначительной.

Рассмотрим алгоритмы фильтрации непрерывных параметров.

Уравнение для оценки задержки имеет вид:

$$\mathfrak{G}_{l(k+1)} = \mathfrak{G}_{lk} + \zeta_{l(k+1)} \text{Sign}(u_{l(k+1)}) \frac{f'_{li}(M_i, \mathfrak{A}_{lk}, \mathfrak{G}_{lk})}{f''_{li}(M_i, \mathfrak{A}_{lk}, \mathfrak{G}_{lk})}, i = 1, 2, \quad (6)$$

где  $\zeta_{l(k+1)} = 2\mathfrak{G}_{sl}^2 \gamma^2 \mathfrak{G}_{l(k+1)}^2$  – нормированная апостериорная дисперсия задержки;  $\mathfrak{G}_{l(k+1)}^2$  – апостериорная дисперсия задержки;  $f'_{li}(\bullet)$  и  $f''_{li}(\bullet)$  - первая и вторая производные логарифмов функций правдоподобия.

Уравнение фильтрации амплитуды:

$$A_{l(k+1)} = \mathfrak{A}_{lk} + \chi_{lk} [r_{li(k+1)}(M_i, \mathfrak{A}_{lk}, \mathfrak{G}_{lk}) - \mathfrak{A}_{lk}], i = 1, 2, \quad (7)$$

где  $r_{li(k+1)}(M_i, \mathfrak{A}_{lk}, \mathfrak{G}_{lk})$  – сигнальная составляющая функции правдоподобия;  $\chi_{l(k+1)} = \frac{b_{al}\rho_{al} + k_{al}^2 \chi_{lk}}{1 + b_{al}\rho_{al} + k_{al}^2 \chi_{lk}} -$

апостериорная дисперсия амплитуды  $l$ -го сигнала;  $\rho_{al}$  – дисперсия амплитуды  $l$ -го сигнала;  $b_{al} = 1 - \exp(-\beta_{al}T)$ ;  $k_{al} = \exp(-\beta_{al}T)$ .

На рис.1 представлена структура ПУ для совместной фильтрации двоичных коррелированных сигналов с гауссовской флуктуирующей амплитудой и задержкой. ПУ состоит из трех каналов: канал дискретного параметра и каналы измерения задержки и амплитуды сигнала, приходящего по  $l$ -му лучу. Канал выделения дискретного параметра сигнала содержит: синхронный детектор (СД) фазоманипулированного сигнала и нелинейный фильтр.

Особенностью схемы является наличие перекрестных связей между каналами. Сигнал, поступивший с СД на сумматор ( $\Sigma$ ) нелинейного фильтра, корректируется на значение, формируемое в канале измерения задержки. Если приемное устройство предназначено для работы по одному лучу, то сигнал с выхода нелинейного фильтра подается на пороговое устройство для вынесения в каждом такте решения о принятом сигнале, если же используется энергия всех лучей, то выходы всех приемников суммируются и результат поступает на пороговое устройство.

Канал измерения задержки включает в себя: дискриминатор задержки (ДЗ), вычисляющий сигнал расстройки между экстраполированной оценкой задержки и ее истинным значением; множители на коэффициенты  $\mathfrak{G}_{l(k+1)}$  и  $\text{sign}(u_{l(k+1)})$ ; сумматор ( $\Sigma$ ); линию задержки на один такт (ЛЗ) и экстраполятор, представляющий собой множитель на  $r_{l\tau}$ . Для формирования добавки  $\frac{\gamma^2}{2}(\mathfrak{G}_{lk} - \tau_l)^2$  к каналу дискретного параметра сигнала, имеется квадрататор на множителях.

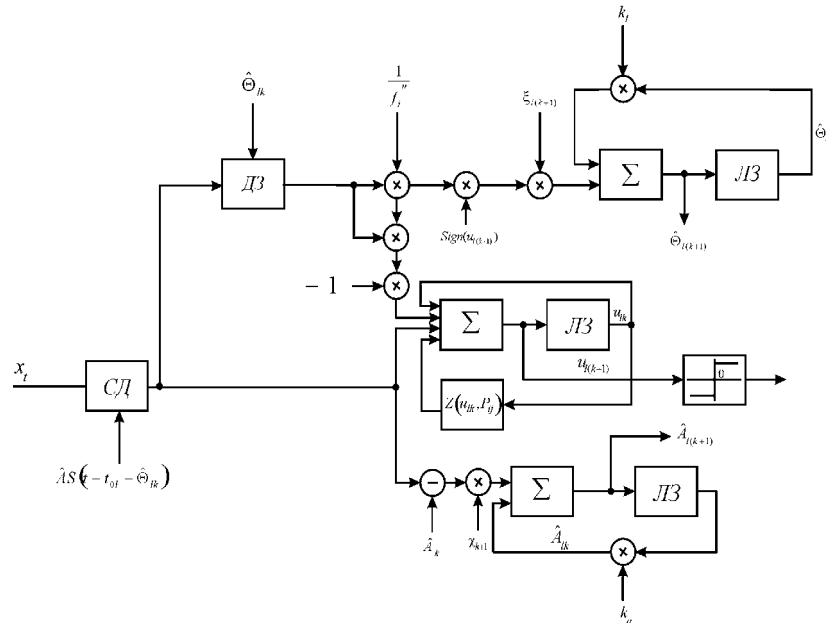


Рис.1. Структурная схема приемного устройства.

Сигнал расстройки с выхода дискриминатора задержки после соответствующих нормировок поступает на сглаживающий фильтр, на выходе которого формируется оценка задержки сигнала. Поскольку оценка задержки в текущем такте вырабатывается после вынесения решения о принятом сигнале, то для синхронизации опорного и проходящего по  $l$ -му лучу сигналов используется экстраполированная оценка задержки предыдущего такта.

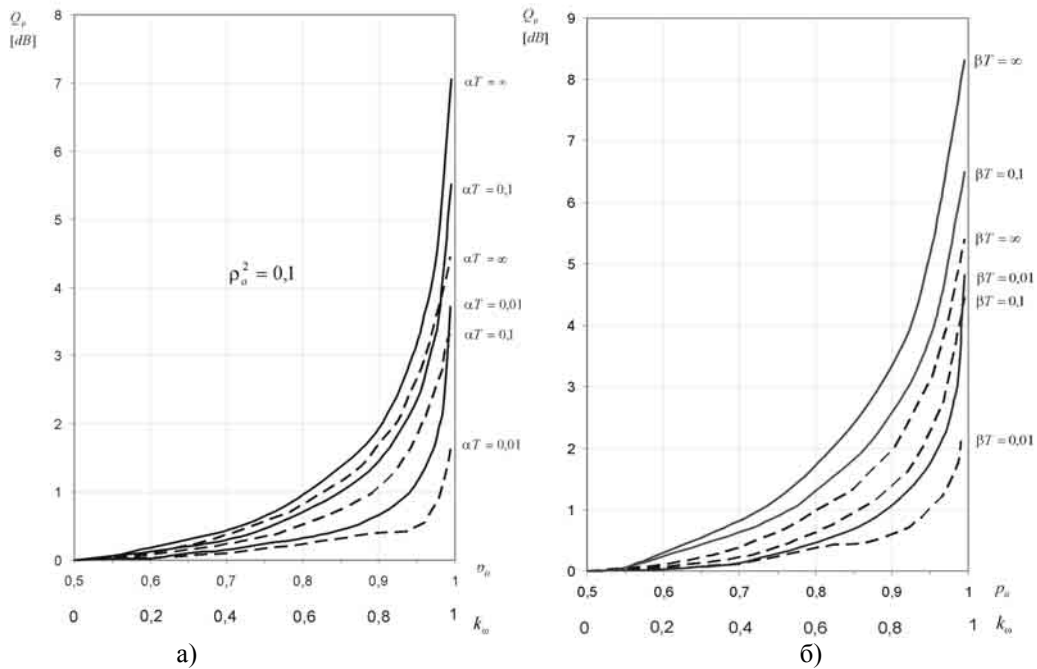


Рис.2. Выигрыш в отношении сигнал/шум на выходе ПУ.

На рис.2а представлены выигрыши по мощности  $Q_p$  при наличии канала измерения задержки при фиксированной амплитуде (сплошные линии) и без канала (пунктирные линии). При  $\beta T = 0,01$  и  $p_{ii} = 0,97$  выигрыш составляет 3 дБ. На рис.2б представлены выигрыши по мощности  $Q_p$  при наличии канала измерения амплитуды при фиксированной задержке (сплошные линии) и без канала (пунктирные линии). При  $\alpha T = \infty$  и  $p_{ii} = 0,97$  выигрыш составляет 2,8 дБ.

Таким образом, наличие в синтезированном ПУ перекрестных связей между информационным каналом и каналом измерения задержки сигналов, позволяет скомпенсировать снижение помехоустойчивости приема двоичных ФМ-сигналов вызванное отсутствием информации об истинных значениях задержек различных лучей.

**Литература**

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. радио, 1971. - 416 с.
2. Петров Е.П. Совместная фильтрация дискретного и непрерывных параметров двоичных коррелированных сигналов. В кн. "Радио и волоконно-оптическая связь, локация и навигация. Труды научно-технической конференции в 3-х т. - Воронеж, т.1, 1997, с. 415-422.

