

СОВМЕСТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ДИСКРЕТНОГО ПАРАМЕТРА, АМПЛИТУДЫ И ЗАДЕРЖКИ МНОГОУРОВНЕВЫХ ИМПУЛЬСНЫХ КОРРЕЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Прозоров Д.Е., Кишмерешкин П.Н.

Вятский государственный университет, кафедра радиоэлектронных средств
610000, г. Киров, ул. Московская д.36, тел. (8332)35-72-59, факс. (8332)35-70-39, dypro@mail.ru

В цифровых системах передачи непрерывных сообщений (речь, телеметрия, изображения и т.п.) непрерывный сигнал преобразуется в последовательность двоичных N -разрядных выборок, представляющих собой в общем случае многоуровневый процесс с конечным числом значений. Если дискретные значения такого процесса оказываются статистически связанными и эта связь убывает по экспоненциальному или близкому к нему законам, то можно ограничиться учетом корреляции лишь между соседними выборками процесса и аппроксимировать последовательность дискретных значений многоуровневого процесса случайным дискретнозначным процессом (цепью) Маркова с несколькими значениями. В этом случае удается синтезировать оптимальные нелинейные алгоритмы и устройства фильтрации многоуровневых дискретных процессов [1]. Однако, с увеличением числа уровней квантования вычислительная сложность полученных алгоритмов фильтрации быстро возрастает. Снизить затраты на реализацию приемных устройств (ПУ) можно переходом к поразрядной обработке последовательности выборок многоуровневого сигнала [2]. Синтез ПУ нелинейной фильтрации и ПУ для обработки двоичных коррелированных сигналов рассматривался в работах [1,2], в которых предполагались известными все параметры сигнала, за исключением дискретного (информационного), известны. В действительности из-за непостоянства условий приема импульсных радиосигналов (фединг, доплеровский сдвиг несущей частоты, случайная задержка сигнала и т.д.) все параметры радиосигнала в той или иной степени подвергаются случайным изменениям, что приводит к снижению качества передачи полезной информации. Совместная фильтрация дискретного и непрерывных (не несущих информацию) параметров позволит повысить помехоустойчивость приема информации.

Рассмотрим задачу синтеза алгоритма совместной фильтрации параметров коррелированных многоуровневых дискретнозначных сигналов при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров. Ограничимся фильтрацией дискретного и двух непрерывных параметров: амплитуды a и задержки τ импульсных многоуровневых сигналов. Будем считать, что многоуровневые цифровые выборки представляют собой цепь Маркова с 2^N значениями, а флуктуации амплитуды и задержки являются гауссовскими случайными процессами с дисперсиями σ_a^2 и σ_τ^2 .

Так как дискретный процесс $x(t)$ можно представить суммой разрядов, то достаточно передать с минимальными ошибками лишь значения соответствующих разрядов. Пусть все разряды процесса $x(t)$ передаются одновременно по N каналам связи в виде радиоимпульсов на фоне белого гауссовского шума, дискретный параметр которых $\mu_k^{(v)}$ (манипулированная фаза, частота и т.п.) принимает в соответствии с символами v -го разряда значения $M_1^{(v)}$ и $M_2^{(v)}$. Последовательность значений $\mu_k^{(v)}$ в v -м разряде ($v = 1, \dots, N$) процесса $x(t)$ аппроксимируем простой стационарной цепью Маркова с вектором вероятностей состояний [3]

$$P^{(v)} = \begin{pmatrix} P_{(v,1)} \\ P_{(v,2)} \end{pmatrix} \quad (1) \text{ и матрицей вероятностей перехода из одного состояния в другое } \Pi^{(v)} = \begin{pmatrix} \pi_{11}^{(v)} & \pi_{12}^{(v)} \\ \pi_{21}^{(v)} & \pi_{22}^{(v)} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

Элементы матрицы вероятностей переходов Π удовлетворяют условию $\pi_{ii}^{(1)} \leq \pi_{ii}^{(2)} \leq \dots \leq \pi_{ii}^{(N)}$.

Представим сигнал в v -ом канале ($v = 1, \dots, N$) в виде полезного сигнала $s(\mu^{(v)}, a, \tau, t)$ и помехи $n^{(v)}(t)$ (белого гауссовского шума с дисперсией σ_n^2) $x^{(v)}(t) = s(\mu^{(v)}, a, \tau, t) + n^{(v)}(t)$. (3)

Радиоимпульс $s(\mu^{(v)}, a, \tau, t)$, с помощью которого передается информация, зависит от дискретного $\mu^{(v)}$ и непрерывных (a, τ) параметров (флуктуирующая часть амплитуды и задержка радиоимпульсов), подлежащих выделению на приемной стороне. Амплитуда сигнала A состоит из среднего значения υ и флуктуирующей части a : $A = \upsilon + a$. Флуктуации непрерывных параметров будем полагать одинаковыми для всех разрядов процесса на временном интервале $T = t_{k+1} - t_k$ (где k – номер такта работы системы) и удовлетворяющими стохастическим дифференциальным уравнениям (4) и (5), соответственно [3,4]

$$\dot{a} + \alpha a = y_1(t) \quad (4), \quad \dot{\tau} + \beta \tau = y_2(t), \quad (5),$$

где $y_i(t)$ - белый шум с мощностью на единицу полосы $G_i, i=1,2$; α, β - ширина спектров флуктуаций амплитуды и задержки, соответственно.

Воспользовавшись результатами работы [3], алгоритм фильтрации дискретного параметра двоичного сигнала в v -м разряде запишем в виде:

$$u_{(k+1)}^{(v)} = 2f_i(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k) + \frac{1}{2} \frac{f_i'(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)^2}{f_i''(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} + u_k^{(v)} + z(u_k^{(v)}, \pi_{ij}^{(v)}), \quad (5)$$

где $f_i(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)$ и $f_i'(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)$ - логарифм функции правдоподобия и производная логарифма функции правдоподобия дискретного и непрерывных параметров сигнала.

$$z(u_k^{(v)}, \pi_{ij}^{(v)}) = \ln \frac{\pi_{11}^{(v)} + \pi_{21}^{(v)} \exp(-u_k^{(v)})}{\pi_{12}^{(v)} + \pi_{22}^{(v)} \exp(u_k^{(v)}), \quad i, j = 1, 2.$$

Уравнения для оценки задержки и амплитуды сигнала имеют вид (6) и (7) соответственно:

$$\Theta_{(k+1)} = \hat{\Theta}_k + \mathfrak{Q}_{(k+1)}^2 \left[B_1 \frac{f'(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}{f''(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} + B_2 \frac{f'(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}{f''(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} \right], \quad i=1,2 \quad (6)$$

где $\mathfrak{Q}_{(k+1)}^2 = \frac{k_\tau^2 \mathfrak{Q}_k^2 + b_\tau^2 \sigma_\tau^2}{1 + [k_\tau^2 \mathfrak{Q}_k^2 + b_\tau^2 \sigma_\tau^2] f''(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}$ - нормированная апостериорная дисперсия задержки;

$b_\tau = 1 - \exp(-\beta T)$, $k_\tau = \exp(-\beta T)$, σ_τ^2 - априорная дисперсия флуктуаций задержки.

$$A_{(k+1)} = \hat{A}_k + \chi_{(k+1)} \left[B_1 (\hat{r}_{1(k+1)} - \hat{A}_k) + B_2 (\hat{r}_{2(k+1)} - \hat{A}_k) \right], \quad (7)$$

$$\text{где } \chi_{(k+1)} = \frac{b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}{1 + b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}; \quad \hat{r}_{i(k+1)}(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k) = \left| \frac{2}{T} \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+T} x(t) \cdot s(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k) dt \right| -$$

- сигнальная составляющая функции правдоподобия; $b_a = 1 - \exp(-\alpha T)$; $k_a = \exp(-\alpha T)$; $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2$ (σ_a^2 - априорная дисперсия флуктуаций задержки).

Исследования статистических характеристик двоичных последовательностей $x_k^{(N)}, \dots, x_k^1$ реальных сигналов, квантованных на 2^N уровня, показывают существенное уменьшение корреляции от старших к младшим разрядам. С учетом того, что точность оценок непрерывных параметров существенно зависит от оценки дискретного параметра, каналы выделения непрерывных параметров будут давать наиболее достоверную оценку в старшем разряде принимаемого сигнала. При этом, структуру ПУ можно упростить, используя оценки непрерывных параметров, полученных в старшем разряде, для повышения точности оценки дискретного параметра сигналов остальных разрядов. Обобщенная схема такого ПУ представлена на рис.1.

В ПУ (рис.1) N -ый канал состоит из фильтров дискретного параметра сигнала, амплитуды и задержки радиоимпульсов, реализующих уравнения (5), (6), (7). Оценки непрерывных параметров сигнала используются далее в остальных $N-1$ каналах ПУ. Выходы каналов $u_{k+1}^{(v)}$ представляют отфильтрованные двоичные выборки принимаемого сигнала $x(t)$. Исходный сигнал восстанавливается с помощью умножителей Π_v на весовые коэффициенты 2^{v-1} и сумматора.

Синтезированный алгоритм и приемное устройство могут использоваться в цифровых системах связи при гауссовских флуктуациях непрерывных параметров импульсных сигналов с целью повышения помехоустойчивости передачи информации. Исследования полученного алгоритма свидетельствуют о том, что наибольший выигрыш в отношении сигнал/шум при совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки импульсных коррелированных сигналов достигается при сильнокоррелированных флуктуациях непрерывных параметров сигнала.

Литература

1. Е.П.Петров, Д.Е.Прозоров. Фильтрация марковских процессов с несколькими состояниями / Радиолокация, навигация, связь // Тр. VIII МНТК. - Воронеж: 2002, с.371-380.
2. Petrov E.P., Ka Min-Ho, Prozorov D.E. Multichannel filtration of Markov Process with several states // Proceedings of the 20th Commemorative International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and

Communications "ITC-CSCC", Japan. 2004. - pp.439-442.

3. Петров Е.П. Совместная фильтрация дискретного и непрерывных параметров двоичных коррелированных сигналов / Радиолокация, навигация и связь // Тр. VIII МНТК. - Воронеж: 1998, с. 46-52.

4. Петров Е.П., Прозоров Д.Е., Кишмерешкин П.Н. Совместная фильтрация параметров импульсных коррелированных сигналов с неизвестной амплитудой и задержкой / Цифровая обработка сигналов и ее применение // Тр. VIII МНТК. – М.: 2005. – в 2 т., т.1. – С.243-247.

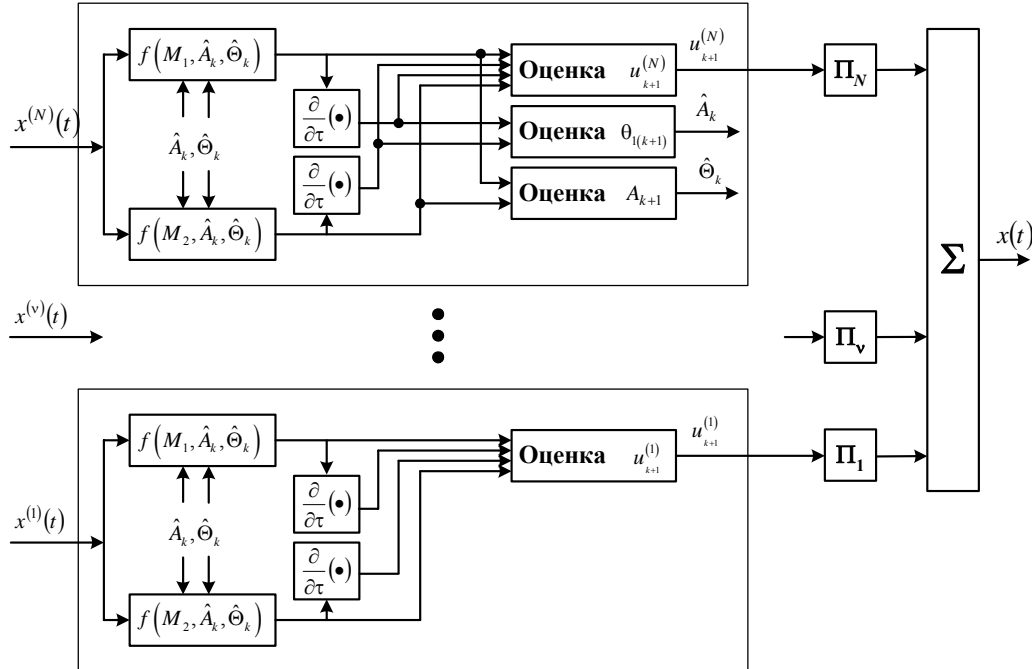


Рис.1. Обобщенная структурная схема приемного устройства с совместной оценкой дискретного и непрерывных параметров сигнала.

SIMULTANEOUS FILTRATION OF DISCRETE PARAMETER, AMPLITUDE AND DELAY OF MULTIDIMENSIONAL PULSE CORRELATED SIGNALS

Prozorov D., Kishmereshkin P.

Vyatka State University

36 Moscow str., Kirov, 610000, Russia, dypro@mail.ru

The v -th bit signal is additive mixture of wanted signal $s(\mu^{(v)}, a, \tau, t)$ and noise $n^{(v)}(t)$ (white gaussian noise with σ_n^2 variance).

The information is transmitted by means of radioimpulse that depend of the discrete parameter $\mu^{(v)}$ and simultaneous ones (a, τ) (the fluctuation part of amplitude and radioimpulses delay). The signal amplitude A is consist of average υ and fluctuation part a therefore $A = \upsilon + a$. The fluctuations of simultaneous parameters are equal for all process samplers on the symbol interval $T = t_{k+1} - t_k$ (where k is a number of time domain) and satisfy stochastic differential equations $\dot{a} + \alpha a = y_1(t)$ and $\dot{\tau} + \beta \tau = y_2(t)$ (where $y_i(t)$ is white gaussian noise with power density spectrum $G_i, i=1,2$, α, β is bandwidth of amplitude and delay fluctuations accordingly).

The filtration algorithm of the binary signal discrete parameter in the v -th bit is

$$u_{(k+1)}^{(v)} = 2f_i(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k) + \frac{1}{2} \frac{f_i'(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)^2}{f_i(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} + u_k^{(v)} + z(u_k^{(v)}, \pi_{ij}^{(v)}), \quad (1)$$

where $f_i(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)$ and $f_i'(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)$ are logarithm of likelihood function M and derivative of one.

$$z(u_k^{(v)}, \pi_{ij}^{(v)}) = \ln \frac{\pi_{11}^{(v)} + \pi_{21}^{(v)} \exp(-u_k^{(v)})}{\pi_{12}^{(v)} + \pi_{22}^{(v)} \exp(u_k^{(v)})}, \quad i, j = 1, 2,$$

where $\pi_{ij}^{(v)}$ are elements of transition probabilities matrix.

The equations for estimation of amplitude and delay are expressed as (2) and (3) accordingly.

$$\Theta_{(k+1)} = \hat{\Theta}_k + \mathfrak{G}_{(k+1)}^2 \left[B_1 \frac{f'(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}{f''(M_1, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} + B_2 \frac{f'(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)}{f''(M_2, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)} \right], \quad i = 1, 2 \quad (2)$$

where $\mathfrak{G}_{(k+1)}^2 = \frac{k_\tau^2 \mathfrak{G}_k^2 + b_\tau^2 \sigma_\tau^2}{1 + [k_\tau^2 \mathfrak{G}_k^2 + b_\tau^2 \sigma_\tau^2] |f''(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k)|}$ is normalized posterior variance of delay.

$$A_{(k+1)} = \hat{A}_k + \chi_{(k+1)} \left[B_1 (\hat{r}_{1(k+1)} - \hat{A}_k) + B_2 (\hat{r}_{2(k+1)} - \hat{A}_k) \right], \quad (3)$$

where $\chi_{(k+1)} = \frac{b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}{1 + b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}$; $\hat{r}_{i(k+1)}(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k) = \left| \frac{2}{T} \int_{t_{k+1}}^{t_{k+1}+T} x(t) \cdot s(M_i, \hat{A}_k, \hat{\Theta}_k) dt \right|$ is likelihood function

signal component. $b_a = 1 - \exp(-\alpha T)$; $k_a = \exp(-\alpha T)$; $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2$ (σ_a^2 is prior variance of delay fluctuations).

The synthesized algorithm and receiving device can be used in digital communication systems with gaussian fluctuations of the pulse signal simultaneous parameters in order to increase noise immunity of the information transmission.

