

На основе проведенного анализа можно заключить, что имеющиеся интеллектуальные потенциалы рассмотренных банков дают возможность их эффективно реализовать при соответствующем оптимальном управлении. Практическая реализация средств, выделяемых на увеличение интеллектуального капитала, представляет собой важную задачу при выборе стратегий развития банка.

Список литературы

1. Максимов, К. В. Оценка интеллектуального капитала банка // Актуальные проблемы стратегического менеджмента : сб. статей. – М. : Московский государственный институт эконометрики, информатики, финансов и права. – 2002. – С. 65–71.
2. Воловник, А. Д. Управление инвестиционными проектами с венчурным инвестированием / А. Д. Воловник, В. А. Тененев // Интеллектуальные системы в производстве. – Ижевск : Изд-во ИжГТУ. – 2005. – № 1. – С. 5–31.

УДК 681.391.266

Д. Е. Прозоров, кандидат технических наук, доцент
Вятский государственный университет

АДАПТИВНАЯ СОВМЕСТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ ПРИ КОГЕРЕНТНОМ ПРИЕМЕ

Рассматривается задача адаптивной совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров радиосигнала, флуктуирующих по гауссовскому закону. Синтезируется алгоритм и устройство нелинейной совместной фильтрации, исследуется его помехоустойчивость.

Введение

Реализация алгоритмов фильтрации дискретного (информационного) и непрерывных (амплитуда, частота и т. п.) параметров радиосигналов предполагает знание их статистических характеристик, таких как коэффициент корреляции. В реальных системах связи статистические характеристики параметров сигнала могут быть неизвестными либо изменяться с течением времени. В этих условиях целесообразно осуществлять прием сигналов устройствами, построенными на основе адаптивных алгоритмов фильтрации.

При синтезе адаптивного алгоритма работы и структуры ПУ будем считать, что фильтрации подлежат дискретный параметр сигнала и два непрерывных параметра – амплитуда и задержка. Принимается сигнал

$$x(t) = s(\mu_k, a, \tau, t) + n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум со спектральной плотностью N_0 ;

$$s(\mu_k, a, \tau, t) = (v + a) s(t - \tau) \cos(\omega(t - \tau) + \varphi_k); \quad (2)$$

v – известное среднее значение амплитуды; a – процесс изменения амплитуды; τ – процесс изменения фазы; ω – несущая частота; φ_k – фаза сигнала.

Дискретный параметр μ_k (манипулированная фаза радиосигнала) представляет собой однородную простую цепь Маркова с двумя равновероятными ($p_1 = p_2$) состояниями M_1 и M_2 и описывается одноранговой матрицей вероятностей переходов $\|\pi_{ij}\|$. Два других параметра – флуктуирующая часть амплитуды a и задержка сигнала τ относительно среднего значения задержки Δt_0 – независимые гауссовские марковские процессы с непрерывным пространством изменения и удовлетворяющие стохастическим дифференциальным уравнениям

$$\dot{a} + \beta_a a = y_1(t); \quad \dot{\tau} + \beta_\tau \tau = y_2(t), \quad (3)$$

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

Алгоритм совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки сигнала

Воспользовавшись результатами работ [1; 2] примем за основу адаптивного алгоритма фильтрации параметров двоичных коррелированных сигналов следующие уравнения (4), (6), (8).

Уравнение фильтрации дискретного параметра сигнала

$$u_{k+1} = 2f_i + \frac{1}{2} \frac{f_i'^2}{f_i''} + u_k + z_k, \quad i = 1, 2; \quad (4)$$

– логарифм функции правдоподобия дискретного M_i ($i = \overline{1, 2}$) и непрерывных a , τ параметров в $(k+1)$ -м такте работы ПУ

$$f_i \equiv f_{k+1}(M_i, a, \tau);$$

– нелинейная функция

$$z_k = \ln \frac{\hat{\pi}_{11} + \hat{\pi}_{21} \exp(-u_k)}{\hat{\pi}_{22} + \hat{\pi}_{12} \exp(u_k)}. \quad (5)$$

Уравнение фильтрации задержки сигнала

$$\tau_{k+1} = \hat{\tau}_k + \vartheta_{k+1}^2 \left(B_1 \frac{f_1'}{f_1''} + B_2 \frac{f_2'}{f_2''} \right), \quad i = \overline{1, 2}, \quad (6)$$

где ϑ_{k+1}^2 – апостериорная дисперсия задержки

$$\vartheta_{k+1}^2 = \frac{k_\tau^2 \vartheta_k^2 + b_\tau \sigma_\tau^2}{1 - [k_\tau^2 \vartheta_k^2 + b_\tau \sigma_\tau^2] \text{sign}(u_{k+1}) f_1''}; \quad (7)$$

$\hat{\tau}_k = k_\tau \tau_{k+1}$; $k_\tau = \exp(-\beta_\tau T)$ – коэффициент корреляции флуктуаций задержки сигнала; $b_\tau = 1 - \exp(-2\beta_\tau T)$.

Уравнение фильтрации амплитуды сигнала

$$A_{k+1} = \hat{A}_k + \chi_{k+1} \left[B_1 \left(r_{1(k+1)} - \hat{A}_k \right) - B_2 \left(r_{2(k+1)} - \hat{A}_k \right) \right], \quad (8)$$

где $\chi_{k+1} = \frac{b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}{1 + b_a \rho_a + k_a^2 \chi_k}$ – апостериорная дисперсия амплитуды сигнала;

$\hat{A}_k = v + \hat{V}_k$; экстраполированная на такт работы оценка амплитуды импульса, представляющего собой сумму среднего значения v и флуктуирующей части $\hat{V}_k$; $b_a = 1 - \exp(-2\beta_a T)$; $k_a = \exp(-\beta_a T)$ – коэффициент корреляции флуктуаций амплитуды сигнала; $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2$; σ_a^2 – дисперсия флуктуации амплитуды, σ_n^2 – дисперсия белого гауссовского шума; r_i – нормированное значение автокорреляционной функции единичного импульса;

$$B_1 = \frac{1}{1 + \exp(-u_{k+1})}; \quad B_2 = \frac{1}{1 + \exp(u_{k+1})}. \quad (9)$$

Вся априорная статистика о дискретном параметре импульсных коррелированных сигналов содержится в параметре π_{ij} ($i = \overline{1, 2}$) функции z_k . Так как истинные значения элементов одноранговой матрицы вероятностей переходов $\|\pi_{ij}\|$ ($i, j = \overline{1, 2}$) на приемной стороне неизвестны, то для вычисления оценок элементов матрицы $\|\pi_{ij}\|$ воспользуемся адаптивным алгоритмом, основанным на вычислении оценки средней длины пути $\hat{\eta}$ одинаковых значений дискретного параметра сигнала:

$$\hat{\eta} = k_{ad} / 2\hat{\lambda}, \quad (10)$$

где $\hat{\lambda}$ – количество пересечений нуля значениями u_k на интервале адаптации k_{ad} .

Оценки значений элементов π_{ij} матрицы переходных вероятностей производится по формуле

$$\hat{\pi}_{ii(k+1)} = 1 - p_i / \hat{\eta}, \quad i = \overline{1, 2}, \quad (11)$$

где p_i – априорная вероятность i -го состояния дискретного параметра сигнала.

На каждом шаге адаптации q вычисляется значение ошибки

$$\varepsilon^{(q)} = \hat{\pi}_{ii(k+1)} - \hat{\pi}_{ii(k)}. \quad (12)$$

$$\text{Если} \quad \varepsilon^{(q)} \leq \varepsilon_0, \quad (13)$$

где ε_0 – заданная величина ошибки, то адаптация прекращается.

Для получения оценки параметра $\hat{\beta}_\tau$, зависящего от скорости изменения задержки сигнала τ , преобразуем уравнение (6) к виду

$$\Delta\tau_{k+1} = \tilde{\tau}_{k+1} - \hat{\tau}_k = \zeta_{k+1} \text{sign}(u_{k+1}) \frac{f'_i}{f''_i}, \quad (14)$$

где $\zeta_{k+1} = 9_{k+1}^2 2\hat{\rho}_{\dot{y}}^2 \gamma^2$, $\gamma^2 = \pi/2T_{\dot{y}}^2$, $T_{\dot{y}}$ – эффективная длительность импульса.

В установившемся режиме ошибка $\Delta\tau_{k+1}$ измерения задержки в (14) представляет собой случайный марковский процесс с независимыми приращениями. Скорость изменения $\Delta\tau_{k+1}$ в большинстве случаев значительно меньше скорости информационного сообщения, т. е. выполняется условие $\beta_{\tau}T \ll 1$, где T – период тактовой частоты. Если подать последовательность отсчетов $\Delta\tau_{k+1}$ на вход бинарного квантователя, то на выходе получим цуги, состоящие из символов 1 и –1. Длительность цугов случайна и определяется степенью корреляции между выборками $\Delta\tau_{k+1}$. Аппроксимируя последовательность символов на выходе бинарного квантователя однородной стационарной цепью Маркова, найдем по аналогии с процессом адаптации в канале фильтрации дискретного параметра сигнала, оценку средней длины цуга $\hat{\eta}_{\tau}^{(r)}$ на r -м шаге адаптации, состоящую из символов 1 или –1 в блоке адаптации канала изменения задержки сигнала. Зная значение $\hat{\eta}_{\tau}^{(r)}$, найдем время корреляции задержки сигнала как

$$\hat{\tau}_{\tau}^{(r)} = \hat{\eta}_{\tau}^{(r)} T. \quad (15)$$

Оценку искомого параметра $\hat{\beta}_{\tau}$ получим из выражения

$$\tilde{\beta}_{\tau} = \frac{1}{\hat{\tau}_{\tau}}. \quad (16)$$

Вычислив оценку средней длины цуга $\hat{\eta}_{\tau}^{(r)}$ на r -м шаге адаптации, нетрудно найти оценку вероятностей перехода состояний бинарных значений задержки $\hat{\pi}_{ii}$ ($i = \overline{1,2}$), а затем и оценку коэффициента корреляции:

$$\hat{k}_{\text{ea}}^{(r)} = 2\hat{\pi}_{ii}^{(r)} - 1. \quad (17)$$

Оценку коэффициента корреляции задержки τ можно вычислить по известной формуле [3]

$$\hat{k}_{\tau}^{(r)} = \sin\left(\frac{\pi}{2} \hat{k}_{\text{ea}}^{(r)}\right). \quad (18)$$

В канале измерения амплитуды на выходе синхронного детектора (СД) вычисляется ошибка между экстраполированной оценкой амплитуды и ее значением в принятом сигнале:

$$\Delta A_{k+1} = A_{k+1} - \hat{A}_k \cong \chi_{k+1} \left(r_{i(k+1)} - \hat{A}_k \right), \quad i = 1, 2. \quad (19)$$

Рассуждая аналогичным образом, как и в случае вычисления $\hat{\beta}_a$, получим оценку

$$\hat{\beta}_a = \frac{1}{\hat{\eta}_a} \quad (20)$$

в блоке адаптации канала измерения флуктуирующей амплитуды сигнала. Зная $\hat{\eta}_a$, по аналогии с вычислением $\hat{k}_\tau$ нетрудно вычислить оценку коэффициента корреляции $\hat{k}_a$.

В уравнении (19) сигнал ошибки умножается на нормированную апостериорную дисперсию χ_{k+1} и поступает на сглаживающий фильтр, на выходе которого в каждом такте образуется оценка флуктуирующей части амплитуды $\hat{V}_{k+1}$, которая затем суммируется со средним значением сигнала v .

Адаптивное приемное устройство, реализующее предложенный алгоритм адаптации, представлено на рис. 1. Оно состоит из канала фильтрации дискретного параметра и каналов измерения амплитуды и задержки сигнала.

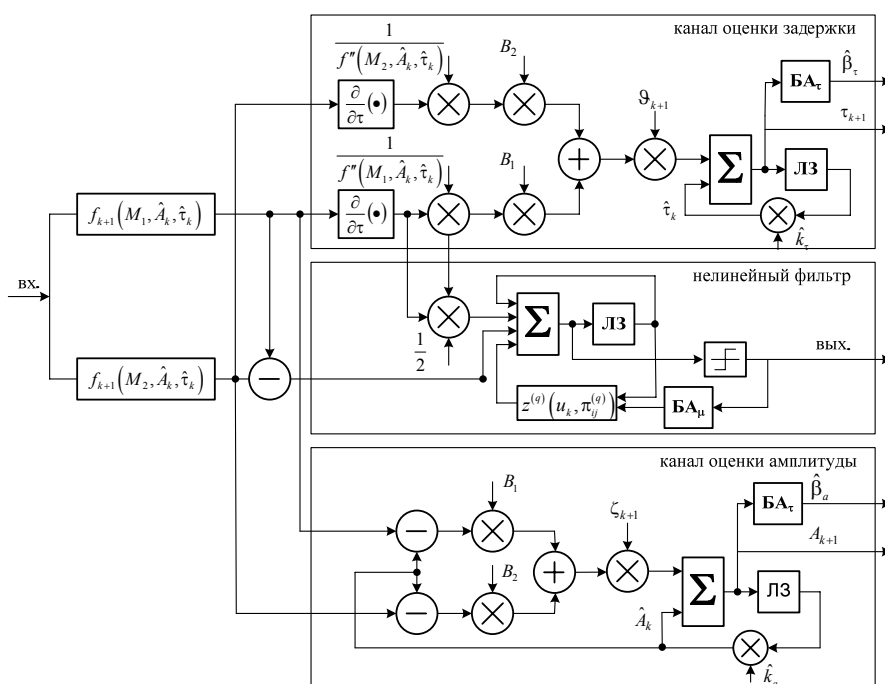


Рис. 1. Адаптивное устройство совместной фильтрации

Канал дискретного параметра сигнала содержит синхронный детектор (СД) фазоманипулированного сигнала и нелинейный фильтр, состоящий из сумматора (Σ), линии задержки на такт (ЛЗ) и устройства для вычисления нелинейной функции $z_k^{(q)}$ и блока адаптации БА_μ.

Сигнал, поступивший с синхронного детектора СД на сумматор Σ нелинейного фильтра, исправляется на величину добавок, формируемых в каналах измерения задержки и амплитуды.

Канал измерения задержки включает в себя дискриминатор задержки (ДЗ), вычисляющий сигнал расстройки между экстраполированной оценкой задержки и ее истинным значением; умножитель на коэффициент $\mathfrak{S}_{k+1}^2$; сумматор (Σ); линию задержки (ЛЗ) на такт. Сигнал расстройки с выхода дискриминатора задержки после соответствующих нормировок поступает на сглаживающий фильтр, на выходе которого в каждом такте формируется оценка задержки сигнала. Поскольку оценка задержки в данном такте вырабатывается после вынесения решения о принятом сигнале, то для синхронизации опорного сигнала с приходящим сигналом используется экстраполированная оценка задержки предыдущего такта.

Сглаживающий фильтр амплитуды сигнала содержит сумматор (Σ_a), линию задержки ($\ddot{C}_a$) на такт и экстраполятор, представляющий собой умножитель на оценку коэффициента корреляции $\hat{k}_a$.

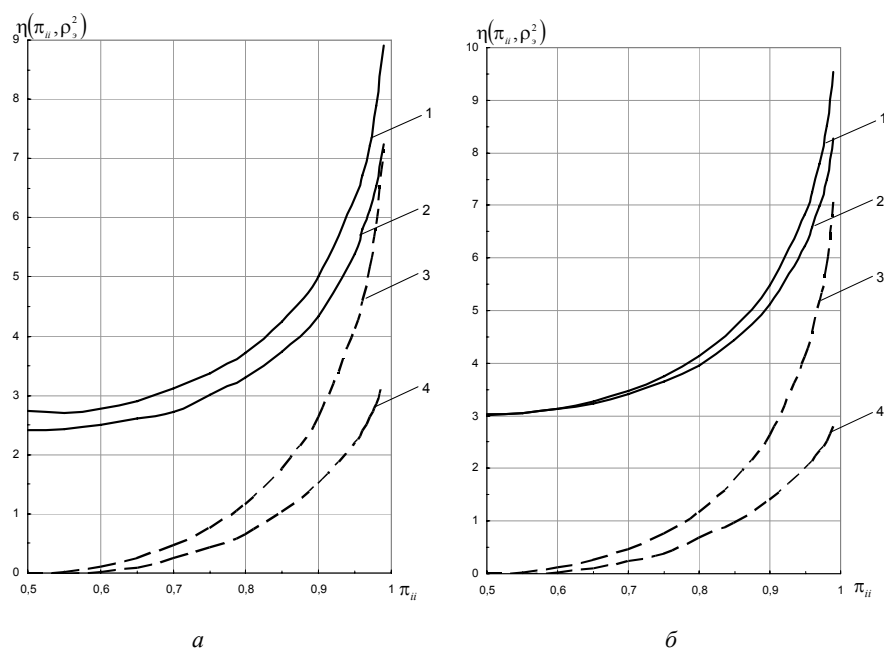


Рис. 2. Выигрыш по мощности в отношении сигнал/шум для оптимального и адаптивного ПУ: $a - \beta T = 0,001$, $\rho_s^2 = -3$ дБ; $b - \beta T = 0,1$, $\rho_s^2 = -3$ дБ

Результаты расчета выигрыша по мощности в отношении сигнал/шум при использовании оптимального и адаптивного ПУ приведены на рис. 2 $a, б$. Цифрами обозначены следующие варианты: 1) оптимальная фильтрация параметров сигнала; 2) адаптивная фильтрация параметров сигнала; 3) оптимальная фильтрация дискретного параметра сигнала без оценки непрерывных параметров; 4) адаптивная фильтрация дискретного параметра сигнала без оценки непрерывных параметров.

Из рис. 2 видно, что предложенный метод адаптивной совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров сигнала позволяет получить за счет статистической избыточности дискретного параметра сигнала достаточно точные оценки непрерывных параметров сигнала. Проигрыш адаптивной фильтрации составляет в исследовавшемся случае не более 0,5 дБ.

Список литературы

1. Петров, Е. П. Алгоритм совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки последовательности импульсных коррелированных сигналов / Е. П. Петров, Д. Е. Прозоров, П. Н. Кишмерешкин // сб. тр. XI МНТК «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2005. – В 3 т. Т. 1. – С. 178–184.
2. Прозоров, Д. Е. Совместная фильтрация дискретного параметра, амплитуды и задержки многоуровневых импульсных коррелированных сигналов / Д. Е. Прозоров, П. Н. Кишмерешкин // сб. тр. РНТОРЭС им. А. С. Попова. Сер. «Цифровая обработка сигналов и ее применение». – М., 2006. – Т. 1. – С. 94–97.
3. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. В 2 т. / пер. с франц. – М. : Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.

УДК 519.95+535.8

Е. Н. Дудник, кандидат физико-математических наук, доцент
Удмуртский государственный университет;
С. В. Клишин, кандидат физико-математических наук, доцент
Ижевский государственный технический университет

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА РЕДУКЦИИ ОПЕРАТОРАМИ С ЛЕНТОЧНЫМИ ТЕПЛИЦЕВЫМИ МАТРИЦАМИ К ОБРАБОТКЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Рассмотрены математические методы цифровой обработки размытых изображений, повышающей их резкость, для случая ограниченного носителя аппаратной функции.

Данная работа является развитием и логическим продолжением работы [1] применительно к случаю, когда выходной сигнал представляет собой изображение на выходе оптической системы. Ухудшение резкости (размытие) изображений обусловлено целым рядом причин. Принципиальным пределом разрешающей способности оптического микроскопа служит длина световой волны. Очертания деталей, размер которых сравним с длиной световой волны (например, очертания коллоидных частиц), в оптическом микроскопе будут выглядеть размытыми. В ряде случаев дифракционные явления, обусловленные конечными размерами зрачка оптической системы, приводят к заметному ухудшению резкости изображений [2; 3]. Кроме того, практически все оптические системы, даже самые высококачественные, формирующие изображения, в той или иной степени подвержены разного рода аберрациям.

Если при формировании изображения свет проходит через облако рассеивателей [4; 5], то это также способствует размытию изображения.

Бесспорно, проблема повышения резкости изображений имеет важное значение. Технологические способы ее решения либо неосуществимы, либо сопряжены с до-