

АДАПТИВНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МНОГОЗНАЧНЫХ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Прозоров Д.Е., Чашин А.А.

Вятский государственный университет,
кафедра радиоэлектронных средств,
610000, г.Киров, ул.Московская, 36, тел. (8332) 32-16-44, факс (8332)62-65-78, e-mail: res@riac.ru

В системах связи с расширением спектра (ССРС) широко применяются шумоподобные сигналы (ШПС), построенные на двоичных линейных рекуррентных последовательностях максимального периода (МЛРП). В работах [1-3] предложено использовать ШПС, сформированные на МЛРП с произвольным основанием $q > 2$. Это существенно увеличит ансамбль кодовых последовательностей по сравнению с двоичными МЛРП, усложнит распознавание закона формирования ПСП в ШПС, и тем самым повысит конфиденциальность адресных систем связи. Представление МЛРП с $q > 2$ сложными цепями Маркова и использование теории условных марковских процессов позволяет получить алгоритмы фильтрации ШПС, сформированных на многозначных МЛРП, и на их основе синтезировать устройства быстрого поиска ШПС [2].

Недостатком устройства быстрого поиска ШПС на основе нелинейного фильтра, синтезированного в [3], является накопление шума в отсутствии искомого ШПС, что приводит к росту вероятности ложной тревоги. Ослабить указанный недостаток можно, построив устройств поиска ШПС таким образом, чтобы в отсутствие ШПС коэффициент передачи в цепи обратной связи нелинейного фильтра был близок к нулю, исключая тем самым накопление шума, а с появлением ШПС достигал значения, при котором накопление ШПС было бы максимальным. Изменение коэффициента передачи в цепи обратной связи нелинейного фильтра должно происходить автоматически (адаптивно) в зависимости от условий приема ШПС.

Будем полагать, что на входе приемного устройства (ПУ) присутствует аддитивная смесь ШПС и белого гауссовского шума. Дискретный параметр сигнала (манипулированная частота, фаза и т.д.) принимает одно из возможных состояний M_j ($j=1...q$) в соответствии с правилом формирования рекуррентной псевдослучайной последовательности (ПСП):

$$a_{k+1} = (a_{k-m+1} + \dots + a_k) \bmod q, \quad \text{где } m\text{-число ячеек памяти регистра сдвига.}$$

В данной работе получен алгоритм адаптивной нелинейной фильтрации дискретного параметра ШПС, с произвольным основанием ПСП q . Система уравнений фильтрации состояний дискретного параметра имеет вид:

$$\begin{aligned} u_{1(k+1)} &= a_{1(k+1)} \left[f_{k+1}(M_1) - f_{k+1}(M_q) \right] + \mathfrak{f}_{1(k)} + b''_{1(k+1)} \mathfrak{f}_{1(k)}; \\ u_{2(k+1)} &= a_{2(k+1)} \left[f_{k+1}(M_2) - f_{k+1}(M_q) \right] + \mathfrak{f}_{2(k)} + b''_{2(k+1)} \mathfrak{f}_{2(k)}; \\ &\dots \\ u_{(q-1)(k+1)} &= a_{(q-1)(k+1)} \left[f_{k+1}(M_{q-1}) - f_{k+1}(M_q) \right] + \mathfrak{f}_{(q-1)(k)} + b''_{(q-1)(k+1)} \mathfrak{f}_{(q-1)(k)}; \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} b''_{j(k+1)} &= z_j(\mathfrak{u}_k, \pi_{ij}) / \mathfrak{f}_{j(k)}; \\ z_j(\mathfrak{u}_k, \pi_{ij}) &= \ln \left(\frac{\pi_{jj} + \sum_{i=1, i \neq j}^{q-1} \left(\pi_{ij} \exp \{ \mathfrak{f}_{i(k)} - \mathfrak{f}_{j(k)} \} \right) + \pi_{jq} \exp \{ -\mathfrak{f}_{j(k)} \}}{\pi_{qq} + \sum_{i=1}^{q-1} \left(\pi_{iq} \exp \{ \mathfrak{f}_{i(k)} \} \right)} \right); \\ \mathfrak{f}_{ii(k+1)} &= \begin{cases} \mathfrak{f}_{ii(k)} + \Delta \mathfrak{f}_{ii}, & \text{sign}(\mathbf{u}_{(k+1)}) = \text{sign}(\mathfrak{u}_k), \\ \mathfrak{f}_{ii(k)} - \Delta \mathfrak{f}_{ii}, & \text{sign}(\mathbf{u}_{(k+1)}) \neq \text{sign}(\mathfrak{u}_k). \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

где $f_{k+1}(M_j)$ – логарифм функции правдоподобия состояния M_j ($j=1...q$) в $(k+1)$ -м такте; $u_{j(k+1)} = \ln(p_{j(k+1)} / p_{q(k+1)})$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей состояний дискретного параметра ШПС в $(k+1)$ -м такте; $\mathbf{u}_{(k+1)}$ – состояние ПСП в $(k+1)$ -м такте; \mathfrak{u}_k – оценка состояния ПСП для $(k+1)$ -го такта; $\mathfrak{f}_{j(k)}$ – оценка значения $u_{j(k+1)}$ в текущем такте; $\mathbf{u}_{(k+1)}$ и \mathfrak{u}_k – векторы $\mathbf{u}_{(k+1)} = [u_{1(k+1)}, \dots, u_{(q-1)(k+1)}]$, $\mathfrak{u}_k = [\mathfrak{f}_{1k}, \dots, \mathfrak{f}_{(q-1)k}]$; π_{ij} ($i, j = 1...q$) – элементы транспонированной матрицы переходных вероятностей фильтруемой цепи.

Совпадение знаков, $\text{sign}(u_{j(k+1)}) = \text{sign}(\mathfrak{f}_{j(k)})$, ($j = \overline{1, q-1}$) указывает на совпадение состояний

отфильтрованной ПСП μ_{k+1} в $(k+1)$ -м такте и оценки $\hat{\mu}_k$, полученной в результате логических операций над m -значными комбинациями оценок ранее принятых символов. При отсутствии ШПС вероятность совпадения μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$ стремится к $1/q$. С появлением ШПС количество правильных значений μ_{k+1} на выходе адаптивного фильтра увеличивается, что приводит к увеличению достоверности $\hat{\mu}_k$ и, следовательно, к увеличению числа совпадений μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$. Возрастание количества совпадений μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$ указывает на наличие корреляционной связи между ПСП искомого ШПС и ПСП, формируемой в адаптивном фильтре.

Уровень корреляционной связи между μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$ определяется элементами транспонированной матрицы вероятностей переходов $\mathbf{P} = [\pi_{ij}]$, значения которых изменяются с заданным шагом $\Delta\pi_{ii}$ при каждом сравнении μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$. Если $\mu_{k+1} = \hat{\mu}_k$, то $\pi_{ii(k+1)} = \pi_{iik} + \Delta\pi_{ii}$, если $\mu_{k+1} \neq \hat{\mu}_k$, то $\pi_{ii(k+1)} = \pi_{iik} - \Delta\pi_{ii}$. От способа задания значений элементов матрицы вероятностей переходов зависят начальные условия, при которых будет осуществляться процесс адаптации. При $\pi_{ij} = \text{var}$ начальные значения коэффициентов $a_{j(k+1)}$ и $b''_{j(k+1)}$ для $k = 0, 1, \dots, m$ определяются начальными значениями $\pi_{ii(0)}$ ($i = 1 \dots q$), если принять $\pi_{ii(0)} = 1/q$, то $a_{k+1} = 1$, а $b''_{j(k+1)} = 0$. В общем случае можно считать коэффициенты $a_{j(k+1)}$ постоянным и равным начальному значению $a_{j(0)} = 1$. Следует отметить, что процесс адаптации начинается с момента получения первой экстраполированной оценки ожидаемого символа, т.е. с $(m+1)$ -го такта работы системы. До этого момента коэффициент $b''_{j(k+1)}$ равен нулю.

Начальное значение $b''_{j(k+1)}$ выбирается из диапазона $-1 < b''_{j(k+1)} < 0$ путем задания начальной вероятности $\pi_{ii(0)}$. При $\pi_{ii(0)} = 1/q$ коэффициенты $b''_{j(k+1)}$ стремятся к $b''_{j(k+1)} \rightarrow -1$ и фильтрация дискретного параметра ШПС отсутствует, так как $\hat{\mu}_{j(k+1)} + b''_{j(k+1)}\hat{\mu}_{j(k+1)} \rightarrow 0$.

Уравнения (1), (2) реализуются в приемном устройстве рис.1 блоком адаптации (БА), который в каждом такте работы системы, начиная с $(m+1)$ -го такта, сравнивает значения μ_{k+1} и $\hat{\mu}_k$. По результату сравнения производится изменение оценки $\hat{\mu}_{ii(k+1)}$ с заранее вычисленным шагом $\Delta\pi_{ii}$. При наличии ШПС вероятность правильного распознавания символов на входе ПУ $p(m, \pi_{ij}) > 1/q$, поэтому $\hat{\mu}_{ii(k+1)}$ увеличивается, стремясь к предельному значению $\hat{\mu}_{ii(\infty)} \rightarrow 1$, а коэффициент $b''_{j(k+1)}$ стремится к нулю, обеспечивая коэффициент передачи в цепи обратной связи адаптивного нелинейного фильтра (АНФ) равным 1. Скорость адаптации зависит от выбранного шага $\Delta\pi_{ii}$, отношения сигнал-шум на входе приемника ρ_s^2 и длины m -значной комбинации символов ПСП.

Формирование $u_{(k+1)}$ на выходе селектора максимума осуществляется согласно следующему алгоритму:

$$u_{(k+1)} = \max\left(|u_{j(k+1)}|, j = \overline{1, (q-1)}\right). \quad (3)$$

Оценка $\hat{\mu}_{j(k)}$ формируется следующим образом:

$$\hat{\mu}_{j(k)} = \begin{cases} |u_{(k)}|, & \hat{\mu}_k = M_j; \\ 0, & \hat{\mu}_k \neq M_j; \\ -|u_{(k)}|, & \hat{\mu}_k = M_q. \end{cases} \quad (4)$$

где $\hat{\mu}_k$ – оценка значения на выходе решающего устройства в следующем $(k+1)$ -м такте; M_j – j -е состояние ПСП.

Структура приемного устройства, моделирующего уравнения (1), приведена на рисунке 1.

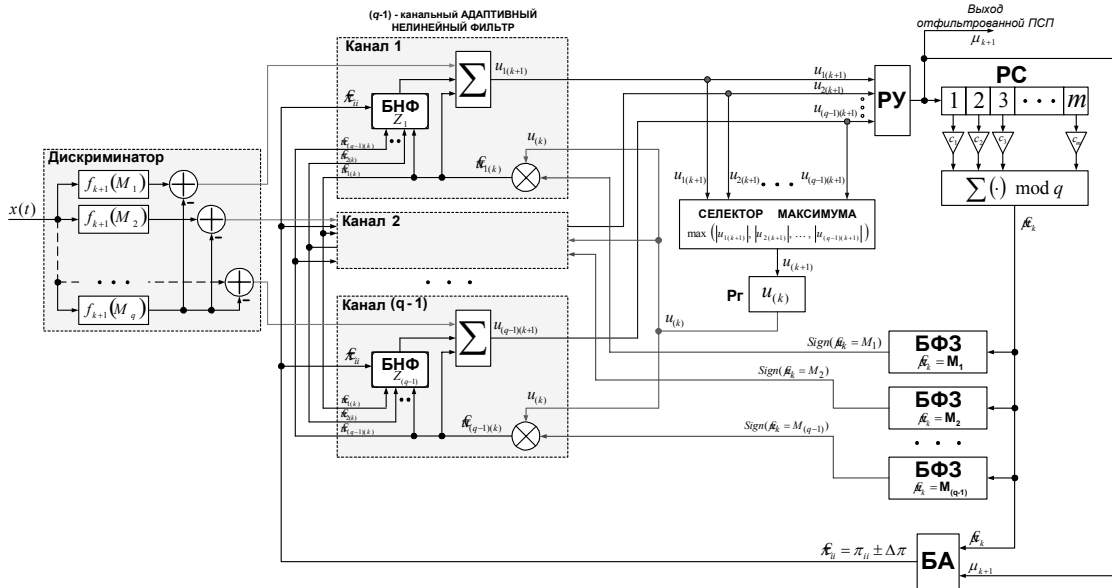


Рис. 1. Структура приемного устройства с АНФ.

ПУ с АНФ состоит из дискриминатора с $(q-1)$ выходами; формирующего разности логарифмов функций правдоподобия $f_{k+1}(M_j) - f_{k+1}(M_q)$; адаптивного нелинейного фильтра с $(q-1)$ каналами, состоящих из блока формирования нелинейной функции (БНФ) $z_j(\mathfrak{K}_k, \pi_{ij})$, сумматора, селектора максимума u_{k+1} , регистра для хранения $u(k)$, перемножителя (\otimes), а также решающего устройства (РУ), определяющего состояние отфильтрованной цепи, регистра сдвига (РС) m -значной комбинации символов, блоков формирования знака (БФЗ), формирующих знак для каждого из каналов на основании значения оценки \mathfrak{K}_k , блока адаптации (БА).

Каждый блок БФЗ формирует знак напряжения $\mathfrak{K}_{j(k)}$ для своего j -го канала ($j=1\dots(q-1)$) на основании значения оценки \mathfrak{K}_k согласно условиям (4). Различение состояний ПСП осуществляется решающим устройством (РУ) на основании анализа сигналов на выходе каналов АНФ. Значение μ_{k+1} определяется номером канала j с максимальным отношением апостериорных вероятностей m -значных комбинаций. Если на выходе всех каналов АНФ присутствует отрицательное напряжение, принимается решение о наличии q -го состояния:

$$\begin{aligned} \text{Если } \max[u_{j(k+1)}, j = \overline{1, (q-1)}] < 0, \text{ то } \mu_{k+1} = q, \\ \text{иначе } \mu_{k+1} = v, \text{ где } u_{v(k+1)} = \max[u_{j(k+1)}, j = \overline{1, (q-1)}]. \end{aligned} \quad (5)$$

В связи с возможностью неверного формирования оценки \mathfrak{K}_k следующего состояния цепи элементы матрицы переходных вероятностей π_{ij} задаются следующим образом:

$$\pi_{ii} = \pi_{jj}; \pi_{ij} = (1 - \pi_{ii}) / (q - 1); i, j = \overline{1, q}. \quad (6)$$

Рассмотрим работу устройства в случае ПСП, сформированной согласно алгоритму $s_j = (s_{j-1} + 11s_{j-2}) \bmod 13$. Период последовательности равен $L = q^m - 1 = 13^2 = 168$. На рис.2а,б представлены сравнительные характеристики распознавания m -значных комбинаций ПСП для адаптивного (при различных шагах адаптации и заданном начальном π_{ii}) и неадаптивного (нижняя кривая, для заданного π_{ii}) алгоритмов фильтрации ЧМ ШПС при различных отношениях сигнал/шум ρ_s^2 по мощности. Начальное значение π_{ii} для адаптивного алгоритма совпадает со значением элемента π_{ii} для неадаптивного алгоритма.

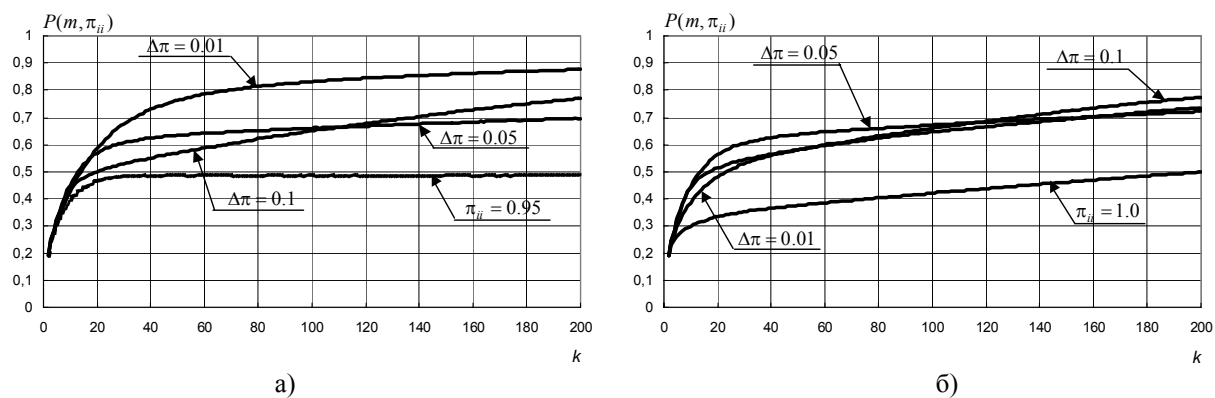


Рис.2. Вероятность распознавания m -значных комбинаций ПСП;
 $\rho_{\text{э}}^2 = 3$ дБ; $q = 13$; начальное значение π_{ii} равно а) $\pi_{ii} = 0.95$; б) $\pi_{ii} = 1.0$.

Из анализа полученных результатов (рис.2а,б) следует, что переход к адаптивной фильтрации позволяет повысить вероятность правильного распознавания m -значных комбинаций символов $p(m, \mathbf{x}_{ii})$ по сравнению с аналогичной вероятностью $p(m, \pi_{ii} = const)$ при отсутствии адаптации. Изменение вероятности правильного распознавания носит нелинейный характер, и наибольший рост достигается на начальных тактах фильтрации, что позволяет использовать полученный алгоритм в устройствах быстрого поиска ШПС.

Литература

1. Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Быстрый поиск псевдослучайных сигналов, построенных на рекуррентных последовательностях символов с произвольным основанием. // Труды V МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение» – Москва: 2003, т.1., с.221-223.
2. Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Синтез устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов, сформированных на многозначных рекуррентных последовательностях. // Труды IX МНТК «Радиолокация, навигация, связь» - Воронеж: 2003, с.197 - 203.
3. Д.Е. Прозоров, А.А. Чащин. Повышение конфиденциальности в системах связи с шумоподобными сигналами. // Труды IV Всероссийской научно-практической конференции «Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем» – Ульяновск: 2004, с.46-49.

