УДК 621.396

НЕЛИНЕЙНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ МНОГОУРОВНЕВЫХ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ПОВЫШЕННОЙ КОНФИДЕНЦИАЛЬНОСТЬЮ

Прозоров Д.Е., Чащин А.А.

Получен оптимальный алгоритм нелинейной фильтрации дискретного параметра многоуровневых ШПС, синтезировано устройство быстрого поиска ШПС. Предложенный алгоритм фильтрации может быть реализован в интегральном исполнении на современной элементной базе и использован в системах с повышенной конфиденциальностью передачи информации, применяющих многоуровневые ШПС на основе линейных рекуррентных последовательностей максимального периода.

Введение

Развитие микроэлектроники привело к широкому внедрению цифровых технологий при передаче и обработке информации в радиотехнических и телеметрических системах передачи информации (СПИ). Цифровизация СПИ и быстрый рост их количества выявили ряд проблем, связанных с необходимостью обеспечения высокой помехоустойчивости средств связи и защищенности передаваемой по каналам связи информации от несанкционированного доступа. В условиях организованных и непреднамеренных помех, многолучевого распространения радиоволн в адресных системах связи с многостанционным доступом, перечисленные требования могут быть достигнуты при использовании в СПИ шумоподобных сигналов (ШПС) [1,2].

Известно, что помехоустойчивость СПИ с ШПС определяется базой используемых сигналов, в то время как их структурная и информационная скрытность зависит от метода модуляции и особенностей формирования псевдослучайных последовательностей (ПСП), применяемых для формирования сигнала. При этом одним из наиболее важных параметров, определяющих структурную сложность сигнала, является «мощность» ансамбля ПСП (число возможных сигналов данного класса).

Для формирования ШПС используется большое число двоичных линейных и нелинейных ПСП. Широко применяются М-последовательности. При простоте генерации и хороших спектрально-корреляционных свойствах они имеют и существенный недостаток: низкую структурную скрытность, позволяющую при безошибочном приеме 2*m* символов, где *m* – степень порождающего полинома последовательности, выявить структуру ПСП. Более высокой структурной скрытностью обладают нелинейные двоичные кодовые последовательности. Практически неограниченный ансамбль сигналов позволяют образовать хаотические последовательности [3]. К недостаткам последних можно отнести сложность синхронизации и возможность эффективной работы только при сравнительно больших отношениях сигнал/шум.

В то же время мало исследованы ШПС, формируемые на основе линейных рекуррентных последовательностей максимального периода (МЛРП) с произвольным основанием ПСП [1]. Многоуровневые МЛРП образуют существенно более широкий ансамбль кодовых последовательностей по сравнению с бинарными рекуррентными последовательностями максимального периода, что с учетом простоты формирования и других положительных свойств МЛРП позволяет рекомендовать их применение в СПИ с защищенными каналами связи.

Известные методы поиска ШПС основаны на применении активных (корреляторы) или пассивных согласованных фильтров [1,4]. При поиске сигналов с большой базой они требуют значительных временных или аппаратурных затрат. Наибольший интерес для практики представляют методы поиска, требующие для своей реализации минимальных технических и временных ресурсов.

В данной статье получен оптимальный алгоритм нелинейной фильтрации дискретного параметра ШПС и синтезировано устройство быстрого поиска многоуровневых ШПС.

Уравнение фильтрации дискретного параметра ШПС

Будем полагать, что на входе приемного устройства (ПУ) в каждом такте работы системы *k*=1,2,… на интервале $T = t_{(k+1)} - t_{(k)}$ наблюдается аддитивная смесь сигнала и шума $x(t) = s(\mu_k) + n(t)$, где $s(\mu_k)$ – элементарный радиоимпульс ШПС, дискретный параметр которого μ_k (манипулированная частота, фаза и т.д.) в соответствии с правилом кодирования линейной рекуррентной последовательности максимального периода (МЛРП), принимает одно из *q* возможных значений M_i, $i = \overline{1,q}$; $n(t)$ – реализация белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией σ_n^2.

Необходимо синтезировать алгоритм и структуру приемного устройства ШПС, сформированного на основе МЛРП с произвольным основанием.

Будем считать, что последовательность значений дискретного параметра μ_k представляет собой цепь Маркова с *q* значениями и условными вероятностями π_{ij} смены значений в (*k*+1)-м такте [5]:

$$\pi_{ij} = \pi\left(\mu_{k+1} = M_j \,\middle|\, \hat{\mu}_k = M_i\right), \quad i, j = \overline{1,q}.$$

Матрицу вероятностей перехода (МВП) π_{ij} от значения μ_k к значению μ_{k+1} можно представить в виде:

$$\left\|\pi_{ij}\right\|_{q\times q} = \begin{Vmatrix} \pi_{11} & \cdots & \pi_{1q} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \pi_{q1} & \cdots & \pi_{qq} \end{Vmatrix}. \tag{1}$$

Тогда уравнение для апостериорной плотности вероятности $p^{ac}_{k+1}\left(\mu_{k+1}\right)$ значений дискретного параметра искомого ШПС в (k+1)-м такте можно записать в виде [6]

$$p^{ac}_{k+1}\left(\mu_{k+1}\right)=c\times\exp\left\{f\left(\mu_{k+1}\right)\right\}\int p^{ac}_{k}\left(\hat{\mu}_k\right)w\left(\mu_{k+1}\left|\hat{\mu}_k\right.\right)d\hat{\mu}_k \quad (2)$$

где c – коэффициент нормировки, $f\left(\mu_{k+1}\right)$ – логарифм функции правдоподобия параметра μ_{k+1}, $w\left(\mu_{k+1}\left|\hat{\mu}_k\right.\right)$ – плотность вероятности перехода от значения $\hat{\mu}_k$ к μ_{k+1} на (k+1)-м такте.

Представим в (2) апостериорные плотности вероятности и плотность вероятности перехода в виде:

$$p^{ac}_{k}\left(\hat{\mu}_k\right)=\sum_{i=1}^{q}p_{i(k)}\delta\left(\hat{\mu}_k-M_i\right), \quad (3)$$

$$p^{ac}_{k+1}\left(\mu_{k+1}\right)=\sum_{j=1}^{q}p_{j(k+1)}\delta\left(\mu_{k+1}-M_j\right), \quad (4)$$

$$w\left(\mu_{k+1}\left|\hat{\mu}_k\right.\right)=\sum_{j=1}^{q}\pi_{ij}\delta\left(\mu_{k+1}-M_j\right), \quad (5)$$

где $p_{i(k)}$, $p_{j(k+1)}$ - апостериорные вероятности значений параметра μ_k в k-м и (k+1)-м такте соответственно; π_{ij} - вероятности перехода от значения $\hat{\mu}_k=M_i$ в k-м такте к значению $\mu_{k+1}=M_j$ в (k+1)-м такте, $\delta(\cdot)$ - дельта функция.

Подставив уравнения (3), (4), (5) в (2) и проинтегрировав результат, получим систему рекуррентных уравнений для финальной апостериорной вероятности дискретного параметра ШПС:

$$p_{j(k+1)}=c\times\exp\left\{f_{k+1}\left(M_j\right)\right\}\sum_{i=1}^{q}p_{i(k)}\pi_{ij}, \quad (6)$$

где $j=\overline{1,q}$; $f_{k+1}\left(M_j\right)=f\left(\mu_{k+1}=M_j\right)$.

Уравнения (6) являются основой для синтеза приемных устройств фильтрации ШПС, построенных на МЛРП с произвольным основанием.

Синтез приемного устройства ШПС

Для удобства различения значений дискретного параметра переведем уравнение (6) в аддитивную форму. Для этого разделим каждое j-е уравнение в (6) на последнее $(j=q)$ уравнение и, прологарифмировав обе части результата, получим

$$\begin{aligned}
u_{1(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(M_1\right)-f_{k+1}\left(M_q\right)\right]+\hat{u}_{1(k)}+z_{1(k)},\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\\
u_{j(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(M_j\right)-f_{k+1}\left(M_q\right)\right]+\hat{u}_{j(k)}+z_{j(k)},\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\\
u_{(q-1)(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(M_{(q-1)}\right)-f_{k+1}\left(M_q\right)\right]+\hat{u}_{(q-1)(k)}+z_{(q-1)(k)},
\end{aligned} \quad (7)$$

где $j=\overline{1,(q-1)}$,

$$z_{j(k)}=\ln\left[\frac{\sum\limits_{i=1,i\neq j}^{q-1}\left\{\exp\left(\hat{u}_{i(k)}-\hat{u}_{j(k)}\right)\pi_{ij}\right\}+\pi_{qj}\exp\left(-\hat{u}_{j(k)}\right)+\pi_{jj}}{\sum\limits_{i=1}^{q-1}\left\{\exp\left(\hat{u}_{i(k)}\right)\pi_{iq}\right\}+\pi_{qq}}\right], \quad (8)$$

где $u_{j(k+1)}=\ln\left(p_{j(k+1)}/p_{q(k+1)}\right)$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного параметра μ_{k+1}, $\hat{u}_{j(k)}$ – оценка напряжения $u_{j(k+1)}$ в k-м такте, которая при отсутствии шума совпадает с $u_{j(k+1)}$. Оценка $\hat{u}_{j(k)}$ для j-го канала нелинейного фильтра формируется следующим образом:

$$\hat{u}_{j(k)}=\begin{cases}\left|u_{v(k)}\right|, & \hat{\mu}_k=M_j,\\ 0, & \hat{\mu}_k\neq M_j, \hat{\mu}_k\neq M_q,\\ -\left|u_{v(k)}\right|, & \hat{\mu}_k=M_q,\end{cases} \quad (9)$$

где $j=\overline{1,(q-1)}$,

$$\left|u_{v(k)}\right|=\begin{cases}\left|u_{j(k+1)}\right|, & \hat{\mu}_k=M_j,\\ \left|\left\langle u_{i(k+1)}\right\rangle_{i=\overline{1,q-1}}\right|, & \hat{\mu}_k=M_q,\end{cases} \quad (10)$$

$\langle\cdot\rangle$ – операция усреднения.

В частном случае вырожденной цепи Маркова, когда $\pi_{ii}=1$, функция $z_{j(k)}=0$, и система уравнений (7) принимает вид:

$$\begin{aligned}
u_{1(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(M_1\right)-f_{k+1}\left(M_q\right)\right]+\hat{u}_{1(k)},\\
u_{2(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(M_2\right)-f_{k+1}\left(M_q\right)\right]+\hat{u}_{2(k)},\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots\\
u_{(q-1)(k+1)}&=\left[f_{k+1}\left(M_{(q-1)}\right)-f_{k+1}\left(M_q\right)\right]+\hat{u}_{j(k)},
\end{aligned} \quad (11)$$

т.е. осуществляется «чистое» накопление ШПС.

Примем в качестве критерия различения значений дискретного параметра $\mu_{k+1}=\left\{M_1,\ldots,M_q\right\}$ критерий максимума логарифма отношения апостериорных вероятностей $u_{j(k+1)}$, $j=\overline{1,(q-1)}$:

$$\mu_{k+1}=\begin{cases}M_v, & u_{v(k+1)}\geq 0,\\ M_q, & u_{v(k+1)}<0,\end{cases} \quad (12)$$

где $u_{v(k+1)}=\max\left\{u_{1(k+1)},\ldots,u_{v(k+1)}\ldots,u_{(q-1)(k+1)}\right\}$; индекс $v=\overline{1,(q-1)}$ относится к каналу выделения дискретного параметра μ_{k+1}.

Обобщенная структура ПУ с оптимальным нелинейным фильтром, реализующая алгоритм (7) и критерий (12), представлена на рис. 1. Устройство состоит из дискриминатора с (q-1) выходами, формирующего разности логарифмов функций правдоподобия $f\left(M_j\right)-f\left(M_q\right)$, и нелинейного фильтра (НФ) с (q-1) каналами. В структуре каждого канала НФ содержатся блок вычисления нелинейной функции (БНФ) $z_{j(k)}$; сумматор (Σ); решающее устройство (РУ), определяющее текущий символ ПСП; регистр сдвига (РгС) m-значной комбинации символов и блок формирования оценки (БФО) значения ПСП.

Особенностью описанных ранее алгоритмов нелинейной фильтрации двоичных и многоуровневых ШПС является наличие нелинейной функции, которая содержит в себе априорные сведения о статистике фильтруемого процесса, заложенные в значениях элементов матрицы переходных вероятностей π_{ij}. В ряде случаев выражение (8) для нелинейной функции, входящей в состав алгоритма фильтрации(7), можно упростить. В частном случае, когда матрица является единичной ($\pi_{ii}=1$), алгоритм (7) становится линейным и описывается уравнениями (11). В общем случае элементы матрицы переходных вероятностей могут принимать произвольные значения. Рассмотрим вариант, когда элементы π_{ij} заданы следующим образом:

$$\pi_{ij}=\left(1-\pi_{ii}\right)/\left(q-1\right),\ (i\neq j);\ i,j=\overline{1,q}. \tag{13}$$

Тогда с учетом (13) и (9) выражение (8) после некоторых преобразований можно упростить:

$$z_{j(k)}=sign\left(\hat{u}_{j(k)}\right)\times\ln\left[\frac{\pi_{ii}+\pi_{ij}\left(q-1\right)\exp\left(-\left|u_{\nu(k)}\right|\right)}{\pi_{ii}+\pi_{ij}\left[\left(q-2\right)+\exp\left(\left|u_{\nu(k)}\right|\right)\right]}\right],$$

$$i\neq j,. \tag{14}$$

где $sign\left(\hat{u}_{j(k)}\right)$ – знак, вычисляемый согласно условию (9); значение $\left|u_{\nu(k)}\right|$ формируется согласно (10).

Обобщенная структура модифицированного ПУ быстрого поиска, реализующая алгоритм (7) с нелинейной функцией (14), представлена на рис. 2.

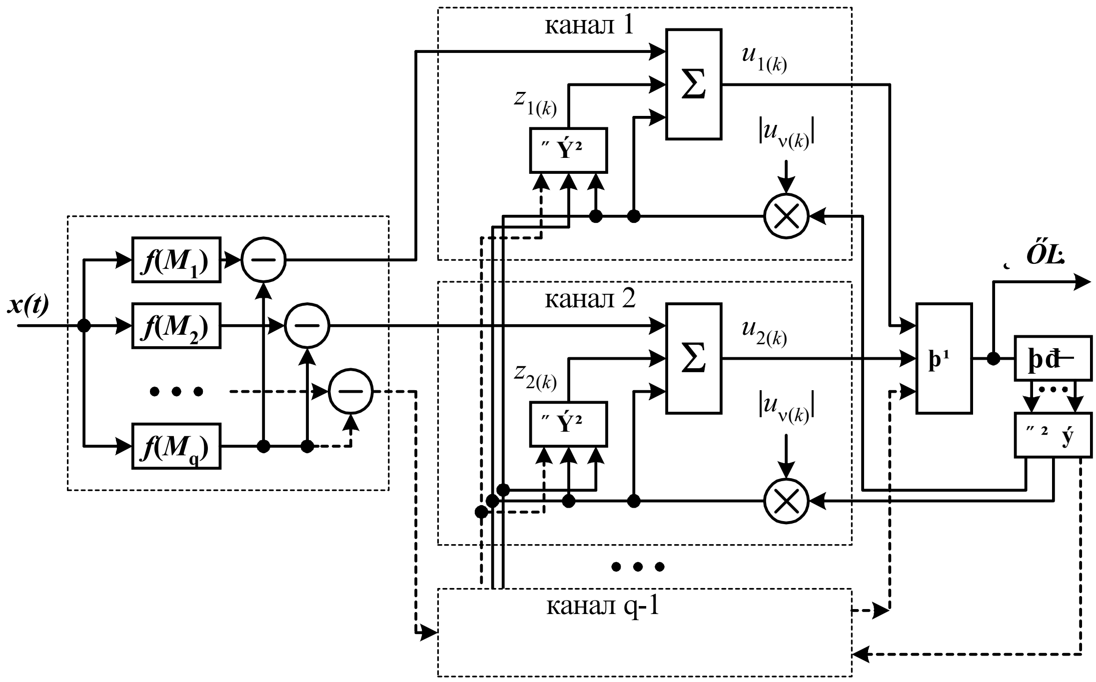


Рис. 1.

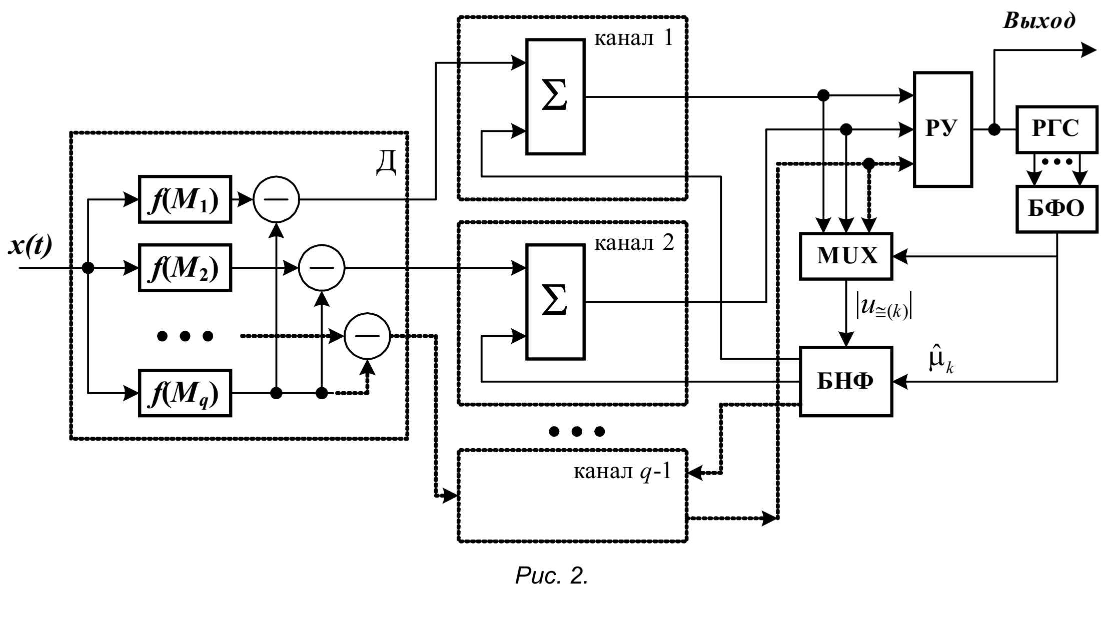


Рис. 2.

В отличие от структуры рис. 1 в модифицированном ПУ (рис. 2) присутствует единственный блок БНФ с (q-1) выходами. Значения сигналов на выходах БНФ отличаются лишь знаком, поскольку модуль нелинейной функции $z_{j(k)}$ (14) одинаков для всех каналов ПУ. Мультиплексор (MUX) предназначен для выбора $\left|u_{\nu(k)}\right|$.

В качестве примера синтезируем структуру ПУ ШПС, построенного на основе МЛРП с тремя значениями (q=3), и сформированными по рекуррентному правилу символами

$$a_k = \left(2a_{k-1} + a_{k-3}\right) \bmod 3 . \tag{15}$$

Система уравнений фильтрации (7) дискретного параметра ШПС в этом случае принимает вид:

$$\begin{aligned} u_{1(k+1)} &= \left[f_{k+1}\left(M_1\right) - f_{k+1}\left(M_3\right)\right] + \hat{u}_{1(k)} + \ln\left(\frac{\pi_{11} + \pi_{21}\exp\left(\hat{u}_{2(k)} - \hat{u}_{1(k)}\right) + \pi_{31}\exp\left(-\hat{u}_1\right)}{\pi_{33} + \pi_{13}\exp\left(\hat{u}_{1(k)}\right) + \pi_{23}\exp\left(\hat{u}_{2(k)}\right)}\right) \\ u_{2(k+1)} &= \left[f_{k+1}\left(M_2\right) - f_{k+1}\left(M_3\right)\right] + \hat{u}_{2(k)} + \ln\left(\frac{\pi_{22} + \pi_{12}\exp\left(\hat{u}_{1(k)} - \hat{u}_{2(k)}\right) + \pi_{32}\exp\left(-\hat{u}_{2(k)}\right)}{\pi_{33} + \pi_{13}\exp\left(\hat{u}_{1(k)}\right) + \pi_{23}\exp\left(\hat{u}_{2(k)}\right)}\right) \end{aligned} \tag{16}$$

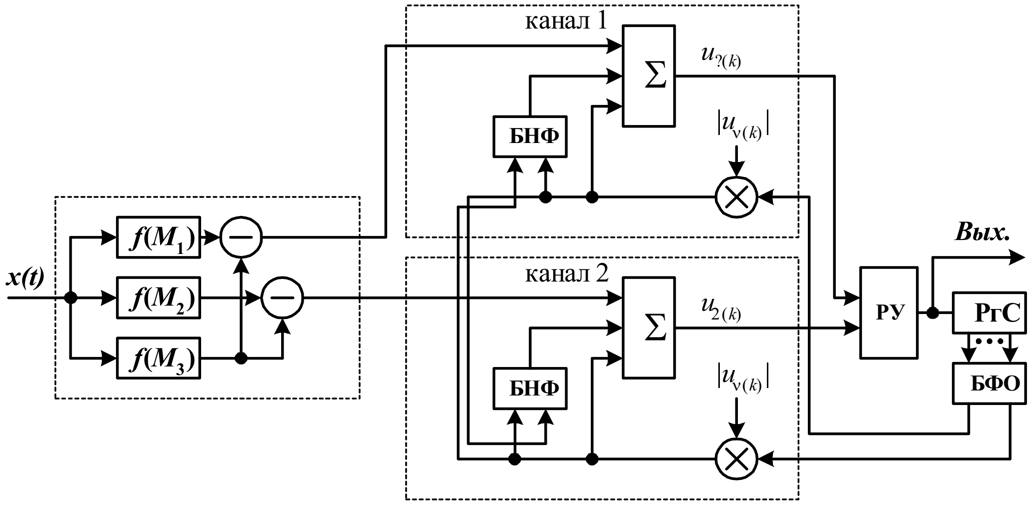


Рис. 3.

Оценка (k+1)-го символа ПСП $\hat{a}_k$ и дискретного параметра ШПС $\hat{\mu}_k$ формируется блоком формирования оценки БФО по правилу (15).

Структура ПУ, реализующего уравнения (16), представлена на рис. 3. В ПУ (рис. 3) решающее устройство (РУ) определяет значение дискретного параметра отфильтрованного сигнала на основании критерия (12).

Наиболее распространенным подклассом МЛРП являются М-последовательности (МЛРП с основанием $q = 2$). Система (7) для фильтрации дискретного параметра ШПС, сформированных на М-последовательностях, вырождается в одно уравнение:

$$u_{k+1} = \left[f_{k+1}\left(M_1\right) - f_{k+1}\left(M_2\right)\right] + \hat{u}_k + z_k\left(\cdot\right), \tag{17}$$

где $u_{k+1} = \ln\left(p_{1(k+1)} / p_{2(k+1)}\right)$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного параметра; $\hat{u}_k$ – оценка u_{k+1}, сформированная в ПУ на основе модуля $\left|u_k\right|$ и знака $sign\left(\hat{\mu}_k\right)$ в k-м такте согласно (18), которая при отсутствии шума совпадает с u_{k+1};

$$\hat{u}_k = sign\left(\hat{\mu}_k\right)\left|u_k\right|, \tag{18}$$

нелинейная функция z_k описывается уравнением

$$z_k = \ln\left(\frac{\pi_{11} + \pi_{21}\exp\left(-\hat{u}_k\right)}{\pi_{22} + \pi_{12}\exp\left(\hat{u}_k\right)}\right), i, j = 1, 2 .$$

Представление $\hat{u}_k$ в форме (18) связано с тем, что знак $\hat{u}_k$ определяется m-значной комбинацией символов, записанных в регистре сдвига генератора опорной ПСП.

При $\pi_{ii} = 1$, $(i = 1, 2)$ $z_k = 0$, и уравнение (7) принимает вид

$$u_{k+1} = \left[f_{k+1}\left(M_1\right) - f_{k+1}\left(M_2\right)\right] + \hat{u}_k ,$$

аналогичный по форме уравнениям (11).

Структура ПУ двоичных ШПС, реализующая алгоритм (17), представлена на рис. 4.

ПУ (рис. 4) состоит из синхронного детектора, формирующего разность функций правдоподобия $f\left(M_1\right) - f\left(M_2\right)$; нелинейного фильтра (НФ), включающего в себя сумматор (Σ), регистр сдвига (РгС) m-значной комбинации символов и регистр для хранения $\left|u_k\right|$, блока формирования оценки $\hat{\mu}_k$ (БФО), блока вычисления нелинейной функции z_k (БНФ) и решающего устройства (РУ).

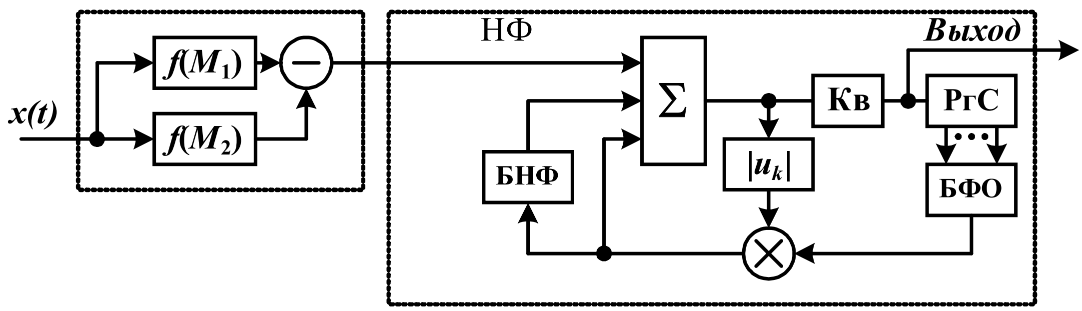
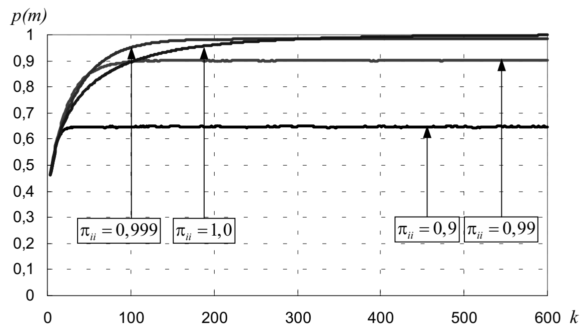
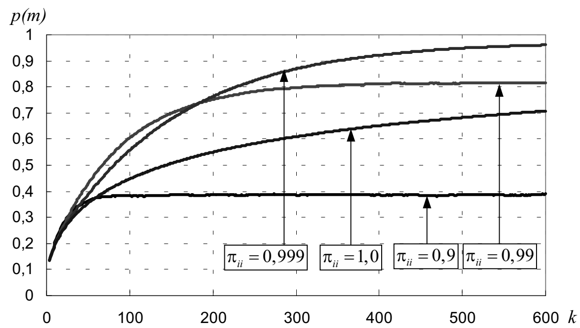


Рис. 4.



а



б

Рис. 5.

Анализ помехоустойчивости приемного устройства

Оценки вероятности *p*(*m*) правильного распознавания ШПС при отношении сигнал/шум (по мощности) на входе ПУ $\rho_Э^2 = -3\partial Б$ и различных основаниях МЛРП приведены на рис. 5 *а,б*. Результаты получены численным моделированием алгоритма (7) для частных случаев приема ШПС с правилами кодирования МЛРП: $a_k = (a_{k-2} + a_{k-3}) \bmod 2$ (рис.5,а) и $a_k = (a_{k-2} + 2a_{k-3}) \bmod 5$ (рис. 5,б).

Анализ результатов (рис. 5 а,б) показывает, что в случае оптимального приема ШПС ($\pi_{ii} = 1$) вероятность правильного распознавания *p*(*m*) на всем интервале фильтрации медленно нарастает и стремится к $p(m) \to 1$ при $k \to \infty$. При значениях элементов МВП близких, но не равных единице (например $\pi_{ii} = 0,999$) вероятность правильного распознавания *p*(*m*) резко возрастает на начальных тактах фильтрации и затем стремится к установившемуся значению, зависящему от π_{ii}, что позволяет повысить помехоустойчивость ПУ при малых интервалах накопления ШПС. С увеличением числа значений дискретного параметра ШПС *q* возрастает структурная сложность сигнала и информационная скрытность канала связи, но уменьшается вероятность правильного распознавания ШПС.

Таким образом, представление МЛРП сложными цепями Маркова с несколькими значениями ($q \geq 2$) позволило синтезировать структуры ПУ для быстрого поиска ШПС, построенных на МЛРП с произвольным основанием *q*. ПУ могут быть легко реализованы в интегральном исполнении на современной элементной базе и использованы в СПИ с повышенной конфиденциальностью передачи информации, использующих многоуровневые ШПС на основе МЛРП с $q \geq 2$.

Литература

1. Амиантов И.Н. Избранные вопросы статистической теории связи. - М.: Сов. радио, 1971, - 416 с.
2. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Г.И.Тузов, Ю.Ф.Урядников, В.И.Прытков и др.; Под ред. Г.И.Тузова. – М.: Радио и связь, 1993. – 384 с.
3. А.С. Дмитриев, А.И.Панас, С.О. Старков. Динамический хаос как парадигма современных систем связи // Успехи современной радиоэлектроники. - 1997. - №10. – С.4 – 26.
4. Rappoport S.S., Griego D.M. Spread-spectrum signal acquisition: methods and technology/ IEEE Communications Magazine, 1984, V.22, #6, p.6-21.
5. Цифровые методы в космической связи/ Под ред. С.Голомба. Пер. с англ./ Под ред. В.И.Шляпоберского. - М.: Связь, 1969.- 272 с.
6. Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Синтез устройств быстрого поиска шумоподобных сигналов, сформированных на многозначных рекуррентных последовательностях максимального периода // Радиотехника и электроника. - 2005. - Т. 50, №10. - С. 1281-1286.