

АДАПТИВНАЯ СОВМЕСТНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Разработан адаптивный алгоритм совместной фильтрации дискретного и непрерывных параметров (задержки и амплитуды) шумоподобных сигналов, построенных на M -последовательностях, являющихся сложными детерминированными цепями Маркова с двумя значениями. На основе полученного алгоритма синтезирована структура приемного устройства для быстрого поиска шумоподобных сигналов.

Вхождение в кодовый синхронизм в системах связи с шумоподобными сигналами (ШПС) является актуальной задачей, решению которой посвящено большое число работ. Наиболее известные методы решения этой задачи основаны на использовании либо коррелятора (группы корреляторов), либо согласованных фильтров [1–3]. Время кодовой синхронизации в том и другом случае зависит от длины кода, на котором построен ШПС, и растет с увеличением длины кода практически независимо от отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе приемного устройства (ПУ).

В работе [4] на основе представления дискретного параметра ШПС сложной вырожденной цепью Маркова синтезировано ПУ для быстрого поиска ШПС, построенных на двоичных или многозначных рекуррентных псевдослучайных последовательностях (ПСП).

Особенностями, отличающими разработанное ПУ [4] от известных ранее [1–3], являются кодовая самосинхронизация, скорость которой зависит от отношения ОСШ на входе ПУ, и введение ПУ в режим нелинейной фильтрации дискретного параметра (манипулированной фазы, частоты и т.д.). Для быстрого поиска ШПС [4] изменяют режим работы ПУ, переходя от единичной шаговой матрицы вероятностей переходов (МВП) цепи Маркова к МВП, близкой к единичной, что позволяет резко увеличить вероятность распознавания кода M -последовательности принимаемого ШПС на начальных тактах работы ПУ и сократить общее время вхождения в кодовый синхронизм ПУ с искомым ШПС.

В условиях многолучевого распространения сигналов или движения приемопередающих устройств непрерывные параметры ШПС (амплитуда, задержка и др.) становятся случайными, что существенно снижает помехоустойчивость ПУ, синтезированных в работе [4]. В этом случае необходимо использовать алгоритмы, формирующие в каждом такте работы ПУ оценки не только дискретного, но и непрерывных параметров ШПС, т.е. должна осуществляться совместная фильтрация параметров ШПС.

Данная задача рассматривалась в работах [1, 5], где получены алгоритмы фильтрации ШПС (построенных на M -последовательностях)

с флуктуирующими фазой и задержкой сигнала, реализующие оптимальную с точки зрения критерия минимума среднеквадратической ошибки фильтрацию ШПС. Однако указанные алгоритмы фильтрации ШПС [1, 5] не используют статистическую избыточность рекуррентных ПСП, заложенную в алгоритме формирования М-последовательностей, и синтезированы в виде системы дифференциальных уравнений, что усложняет их реализацию на современной цифровой элементной базе.

Алгоритм совместной нелинейной фильтрации дискретного параметра ШПС при гауссовых флуктуациях амплитуды и задержки ШПС, свободный от указанных недостатков, получен в работе [6], но его реализация предполагает знание статистических характеристик непрерывных параметров ШПС, таких как коэффициент корреляции. В реальных системах передачи информации эти сведения могут отсутствовать или изменяться с течением времени. В таких условиях целесообразно осуществлять прием сигналов устройствами, работающими на основе адаптивных алгоритмов, проводящих оценки статистических характеристик непрерывных параметров ШПС в реальном времени.

Постановка задачи. Пусть полезные сообщения в системе связи передаются с помощью двоичных фазоманипулированных ШПС. Тогда в каждом такте работы системы в интервале $T = t_{k+1} - t_k$ по каналу связи передается сигнал

$$s(t) = A_0 s_0(t - t_k - T) \cos(\omega t + \varphi_k),$$

где A_0 — амплитуда передаваемого сигнала; $s_0(t - t_k - T)$ — единичный гауссов импульс длительностью T ; φ_k (фаза) — дискретный параметр сигнала, который принимает значения $M_1 = 0$ или $M_2 = \pi$ в соответствии с законом формирования символов рекуррентной ПСП.

Предположим, что на входе ПУ в интервале T присутствует аддитивная смесь полезного сигнала с белым гауссовым шумом $n(t)$:

$$x(t) = As(t - \Delta t_0 - \tau) + n(t), \quad (1)$$

где $A = \nu + a$ — амплитуда принимаемого ШПС, состоящая из среднего значения ν и случайной величины a .

Два непрерывных параметра: флуктуирующая часть амплитуды a и задержка сигнала τ относительно среднего значения задержки Δt_0 — это независимые гауссовы марковские процессы с непрерывным пространством изменения, удовлетворяющие стохастическим дифференциальным уравнениям:

$$\begin{aligned} \dot{a} + \beta_a a &= y_1(t); \\ \dot{\tau} + \beta_\tau \tau &= y_2(t), \end{aligned} \quad (2)$$

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

Требуется разработать адаптивный алгоритм совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки ШПС при гауссовых флуктуациях непрерывных параметров сигнала и синтезировать на основе полученного алгоритма структуру ПУ.

Уравнения адаптивной нелинейной фильтрации параметров ШПС. Пусть символы s_k ПСП (М-последовательности) искомого ШПС формируются в соответствии с рекуррентным правилом

$$s_k = c_m s_{k-m} \oplus \dots \oplus c_1 s_{k-1}, \quad (3)$$

где $c_i = \overline{0, 1}$ ($i = 1, \dots, m$); \oplus — операция сложения по модулю 2. Из правила (3) следует, что задача распознавания ШПС может быть сведена к распознаванию текущей m -значной комбинации значений дискретного параметра ШПС.

Предположим, что ПСП искомого ШПС и опорной ПСП, генерируемой в ПУ, синхронизированы по тактам. Символы s_k опорной ПСП в k -м такте работы ПУ генерируются подобно правилу (3) на основе m -значной комбинации оценок $\hat{s}_{k-1}, \dots, \hat{s}_{k-m}$, принятых ранее символов ПСП искомого ШПС, записанных в регистр сдвига генератора опорной ПСП.

В этом случае последовательность значений s_k искомого ШПС связана с последовательностью оценок \hat{s}_k , формируемых в ПУ общим правилом формирования (3), и образует сложную вырожденную цепь Маркова с двумя значениями и одношаговой МВП:

$$\|\pi_{ij}\| = \left\| \begin{array}{cc} \pi_{11} & \pi_{12} \\ \pi_{21} & \pi_{22} \end{array} \right\|, \quad (4)$$

где

$$\pi_{ij} = p(s_{k+1} | \hat{s}_k), \quad i, j = \overline{1, 2}. \quad (5)$$

Поскольку значения дискретного параметра ШПС φ_k однозначно соответствуют символам ПСП s_k , то условные вероятности (5) можно записать как $\pi_{ij} = p(\varphi_{k+1} = M_j | \hat{\varphi}_k = M_i)$.

Будем считать, что флуктуации амплитуды сигнала малы, т.е. выполняется условие $A \gg a$ и $\rho_a^2 = \sigma_a^2 / \sigma_n^2 \ll 1$, где σ_a^2 — дисперсия флуктуаций амплитуды a ; σ_n^2 — дисперсия гауссова шума $n(t)$, который в полосе частот принимаемого сигнала будем считать белым. Тогда уравнение нелинейной фильтрации дискретного параметра сигнала может быть получено в следующем виде [6]:

$$u_{k+1} = 2f_{k+1} \left(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right) + \frac{1}{2} \frac{f'_{k+1} \left(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right)}{f''_{k+1} \left(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right)} + \hat{u}_k + z \left(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij} \right), \quad i = 1, 2, \quad (6)$$

где $u_{k+1} = \ln(p(M_1)/p(M_2))$ – логарифм отношения апостериорных вероятностей значений дискретного параметра ШПС; $\hat{A}_k = v + \hat{V}_k$ – оценка амплитуды в k -м такте фильтрации; $\hat{V}_k = \hat{k}_a V_k$ – экстраполированная на такт работы ПУ оценка флуктуирующей составляющей амплитуды; $\hat{\tau}_k = \hat{k}_\tau \tau_k$ – экстраполированная оценка задержки в k -м такте; $\hat{k}_\tau = \exp(-\hat{\beta}_\tau T)$, $\hat{k}_a = \exp(-\hat{\beta}_a T)$ – коэффициенты корреляции флуктуаций задержки и амплитуды соответственно; $\hat{\beta}_a$ и $\hat{\beta}_\tau$ – оценки ширины спектра флуктуаций амплитуды и задержки; $\hat{\pi}_{ij}$ – оценка значений элементов МВП (4); $f_{k+1}(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)$ – логарифм функции правдоподобия в экстраполированной точке оценки амплитуды и задержки сигнала;

$$z(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij}) = \ln \frac{\hat{\pi}_{11} + \hat{\pi}_{21} \exp(-\hat{u}_k)}{\hat{\pi}_{22} + \hat{\pi}_{12} \exp(\hat{u}_k)}, \quad (7)$$

$\hat{u}_k = \text{sign} \hat{s}_k |u_k|$ – оценка u_{k+1} , сформированная в k -м такте работы ПУ на основе знака оценки \hat{s}_k опорной ПСП, преобразованного к бинарному виду.

Значение дискретного параметра, вычисляемое по уравнению (6), можно определить, сравнивая u_{k+1} с порогом H , выбранным в соответствии с некоторым критерием различия двоичных сигналов. Для рассматриваемой задачи фильтрации дискретного параметра ШПС наиболее приемлемым является критерий идеального наблюдателя [7], по которому решение о наличии в принятой реализации $x(t)$ сигнала с параметром M_1 или M_2 принимается в ПУ на основе сравнения логарифма отношения апостериорных вероятностей с порогом H :

$$u_{k+1} \geq H. \quad (8)$$

Для двоичной системы правило (8) означает, что состояние $\varphi_{k+1} = M_1$ фиксируется в тех случаях, когда $u_{k+1} \geq H$, а состояние $\varphi_{k+1} = M_2$ – когда $u_{k+1} < H$. Решающим устройством в этом случае может служить квантователь с нулевым порогом на выходе нелинейного фильтра (6).

Нелинейная функция $z(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij})$ (7) содержит априорные сведения о статистике фильтруемого процесса, заложенные в значениях элементов МВП π_{ii} ($i = \overline{1, 2}$) (4). Оценки $\hat{\pi}_{ij}$ в процессе работы ПУ вычисляются на основе анализа средней длины цуга совпадающих значений дискретного параметра ШПС φ_{k+1} и оценок $\hat{\varphi}_k$ на выходе нелинейного фильтра (6) по следующему алгоритму:

$$\hat{\eta} = \frac{k_{ад}}{\lambda}, \quad (9)$$

$$\hat{\pi}_{ii} = 1 - \frac{2p_i}{\hat{\eta}}, \quad \hat{\pi}_{ij} = 1 - \hat{\pi}_{ii}, \quad (10)$$

где λ – число совпадений φ_{k+1} и $\hat{\varphi}_k$ на интервале адаптации; $p_1 \equiv p(\varphi_{k+1} = \hat{\varphi}_k)$ – априорная вероятность равенства значений φ_{k+1} и $\hat{\varphi}_k$; $p_2 \equiv p(\varphi_{k+1} \neq \hat{\varphi}_k)$ – априорная вероятность неравенства значений φ_{k+1} и $\hat{\varphi}_k$; $\hat{\eta}$ – оценка средней длины цуга совпадающих значений φ_{k+1} и $\hat{\varphi}_k$ на интервале адаптации; $k_{\text{ад}}$ – номер шага адаптации.

Уравнение цифровой фильтрации значений τ_{k+1} задержки импульсов ШПС имеет вид [6]

$$\tau_{k+1} = \hat{\tau}_k + \vartheta_{k+1}^2 \left(B_1 \frac{f' \left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right)}{f'' \left(M_1, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right)} + B_2 \frac{f' \left(M_2, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right)}{f'' \left(M_2, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k \right)} \right), \quad i = 1, 2, \quad (11)$$

где $\vartheta_{k+1}^2 = \frac{\hat{k}_\tau^2 \vartheta_k^2 + \hat{b}_\tau \sigma_\tau^2}{1 + [\hat{k}_\tau^2 \vartheta_k^2 + \hat{b}_\tau \sigma_\tau^2] |f_i''|}$ – апостериорная дисперсия задержки; $\hat{b}_\tau = 1 - \exp(-2\hat{\beta}_\tau T)$; σ_τ^2 – априорная дисперсия флуктуаций задержки элементарных импульсов ШПС; $f_i'' \equiv f''(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)$;
 $B_1 = \frac{1}{1 + \exp(-u_{k+1})}$; $B_2 = \frac{1}{1 + \exp(u_{k+1})}$.

Процесс адаптивной оценки коэффициента корреляции \hat{k}_τ флуктуирующих значений задержки τ_k элементарных импульсов ШПС заключается в следующем. Найдем изменение τ_k за такт работы ПУ. Приращение значения τ_k приближенно равно разности оценок задержек:

$$\Delta\tau_{k+1} = \hat{\tau}_{k+1} - \hat{\tau}_k. \quad (12)$$

Скорость изменения $\Delta\tau_{k+1}/T$ в большинстве случаев значительно меньше скорости информационного сообщения, т.е. выполняется условие $\beta_\tau T \ll 1$.

Последовательность отсчетов знаков $\varepsilon_{k+1} = \text{sign}\Delta\tau_{k+1}$ образует цуги, состоящие из $\varepsilon_{k+1} = 1$ и $\varepsilon_{k+1} = -1$. Длительность цугов случайна и зависит от степени корреляции последовательности значений $\Delta\tau_{k+1}$. Связь между нормированной корреляционной функцией $k_\tau(T)$ непрерывного по значениям процесса $\Delta\tau_{k+1}$ и корреляционной функцией $k_\varepsilon(T)$ последовательности бинарных значений ε_k выражается формулой [8]:

$$\hat{k}_\tau(T) = \sin\left(\frac{\pi}{2}\hat{k}_\varepsilon(T)\right). \quad (13)$$

Представим последовательность ε_k однородной стационарной цепью Маркова. Тогда, аналогично процессу адаптации в канале фильтрации дискретного параметра сигнала, среднюю длину цуга η_τ и оценку вероятностей перехода $\hat{\pi}_{ij(\tau)}$ полученной бинарной цепи Маркова можно найти по формулам, аналогичным выражениям (9) и (10).

Полагая априорные вероятности $p_1 \equiv p(\varepsilon_{k+1} = 1)$ и $p_2 \equiv p(\varepsilon_{k+1} = -1)$ цепи равными ($p_1 = p_2 = 0,5$), получаем

$$\hat{\pi}_{ii(\tau)} = 1 - \frac{\lambda_\tau}{k_{\text{ад}}(\tau)}, \quad (14)$$

где λ_τ — число изменений знака приращения $\text{sign} \Delta \tau_{k+1}$ на интервале адаптации в канале оценки задержки; $k_{\text{ад}}(\tau)$ — номер шага адаптации.

Соотношения, полученные в работе [9], позволяют связать элементы матрицы $\|\hat{\pi}_{ii(\tau)}\|$ с коэффициентом корреляции последовательности ε_k :

$$\hat{k}_\varepsilon = 2\hat{\pi}_{ii(\tau)} - 1. \quad (15)$$

Используя полученный результат (15), оценку коэффициента корреляции k_τ флуктуаций задержки τ_k получаем по формуле (13).

Уравнение фильтрации флуктуирующей части амплитуды имеет вид [6]

$$V_{k+1} = \hat{V}_k + \chi_{k+1} \left[B_1 \left(r_{1(k+1)} - \hat{A}_k \right) - B_2 \left(r_{2(k+1)} - \hat{A}_k \right) \right], \quad (16)$$

где $r_{i(k+1)}$ — сигнальная составляющая логарифма функции правдоподобия $f(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)$; $\hat{A}_k = v + \hat{V}_k$; $\hat{V}_k = k_a V_k$; $\chi_{k+1} = \frac{\hat{b}_a \rho_a + \hat{k}_a^2 \chi_k}{1 + \hat{b}_a \rho_a + \hat{k}_a^2 \chi_k}$ — апостериорная дисперсия амплитуды сигнала; $\hat{b}_a = 1 - \exp(-2\hat{\beta}_a T)$.

По аналогии с процессом адаптивной оценки \hat{k}_τ в канале оценки задержки можно построить процесс оценки k_a последовательности значений \hat{V}_k флуктуирующей части амплитуды a . Результат представлен выражением:

$$\hat{k}_a = 1 - \frac{2\lambda_a}{k_{\text{ад}}(a)}, \quad (17)$$

где λ_a — число изменений знака приращения $\text{sign}(\hat{V}_{k+1} - \hat{V}_k)$ на интервале адаптации в канале оценки амплитуды ШПС; $k_{\text{ад}}(a)$ — номер шага адаптации.

Уравнения (6), (9)–(17) реализуют адаптивный алгоритм совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки ШПС, построенных на M-последовательностях.

Приемное устройство для распознавания ШПС. Структура ПУ совместной фильтрации дискретного параметра, амплитуды и задержки ШПС показана на рис. 1. Приемное устройство состоит из канала выделения дискретного параметра, реализующего нелинейное уравнение (6), и каналов оценки задержки и амплитуды ШПС, реализующих уравнения (11) и (16) соответственно.

Канал выделения дискретного параметра сигнала содержит синхронный детектор (СД) фазоманипулированного сигнала, на выходе которого формируются дискретизированные с интервалом $T = t_{k+1} - t_k$

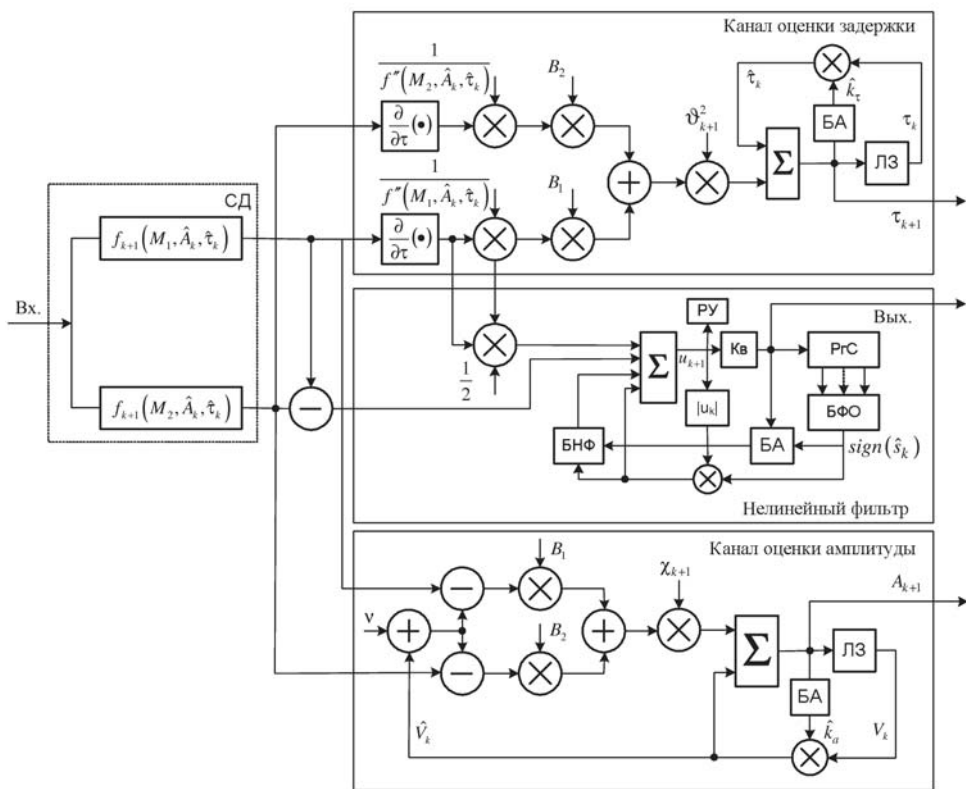


Рис. 1. Структура ПУ совместной фильтрации параметров ШПС

и оцифрованные значения разности функций правдоподобия $f(M_1, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k) - f(M_2, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)$; нелинейный фильтр и решающее устройство (РУ), различающие значения дискретного параметра ШПС по критерию (8). Нелинейный фильтр в соответствии с уравнениями (6) и (7) состоит из сумматора, блока формирования нелинейной функции $z(\hat{u}_k, \hat{\pi}_{ij})$ (БНФ); квантователя (Кв) на два уровня, элемента памяти для хранения $|u_k|$; сдвигающего регистра (РГС) и блока формирования оценок значений ρ_k опорной ПСП (БФО); блока адаптации (БА), реализующего уравнения (9) и (10). Сигнал, поступивший с СД на сумматор (Σ) нелинейного фильтра, корректируется на величину добавки, формируемой в канале измерения задержки.

Канал оценки задержки реализует уравнение (11) и включает в себя дискриминатор задержки, вычисляющий сигнал расстройки между экстраполированной оценкой задержки $\hat{\tau}_k$ и ее истинным значением и управляемый коэффициентами B_1 и B_2 ; умножитель на коэффициент ϑ_{k+1}^2 ; сумматор (Σ), линию задержки (ЛЗ) на такт и экстраполятор, представляющий собой умножитель на \hat{k}_τ . В этом канале также формируется добавка $f''(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)/2f'''(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)$ к сигналу информационного канала ПУ. Вычисление оценки коэффициента корреляции \hat{k}_τ производится в блоке адаптации (БА).

Сигнал расстройки с выхода дискриминатора задержки 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 и принимаемого сигналов используется экстраполированная оценка задержки предыдущего такта.

Канал оценки амплитуды в структуре ПУ (см. рис. 1) реализует уравнение фильтрации (16) при малых шумах, когда $r_{i(k+1)} \simeq \simeq f(M_i, \hat{A}_k, \hat{\tau}_k)$. Нормированная разность между $r_{i(k+1)}$ и экстраполированным значением амплитуды \hat{A}_k подается на сглаживающий фильтр, формирующий оценку флуктуирующей части амплитуды \hat{V}_k ШПС в текущем такте.

Особенность ПУ (см. рис. 1) заключается в наличии перекрестной связи между каналами выделения дискретного и непрерывных параметров сигнала. Выход нелинейного фильтра дискретного параметра ШПС управляет каналами оценки амплитуды и задержки ШПС через коэффициенты B_1 и B_2 . В то же время экстраполированные оценки непрерывных параметров \hat{A}_k и $\hat{\tau}_k$ оказывают непосредственное влияние на фильтрацию дискретного параметра ШПС.

На рис. 2 представлена вероятность правильного распознавания m -значных комбинаций дискретного параметра ШПС $p(m, \pi_{ii})$ для разных значений ρ_a^2 (при $\pi_{ii} = 0,97$, $m = 4$). Анализ результатов, полученных статистическим моделированием уравнений фильтрации (6), (11), (16) и алгоритмов адаптивного вычисления оценок $\hat{\pi}_{ij}$ (9), (10), \hat{k}_τ (12)–(15) и \hat{k}_a (17), показывает, что:

при априорно известных значениях k_τ , k_a вероятность $p(m, \pi_{ii})$ правильного распознавания ШПС устройством (см. рис. 1), как и следовало ожидать, выше, чем при адаптивной оценке непрерывных параметров ШПС;

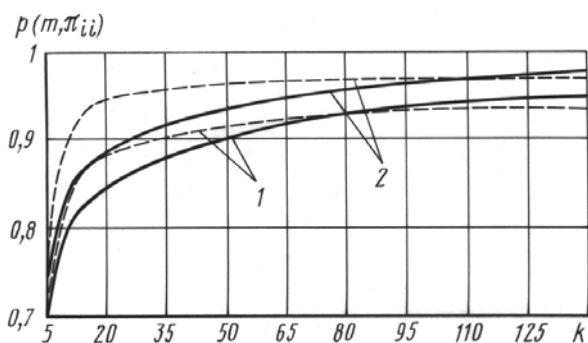


Рис. 2. Вероятность правильного распознавания ШПС:

кривые 1 и 2 — $\rho_a^2 = 0,1$ и $0,01$ соответственно; сплошные кривые — оптимальная нелинейная фильтрация параметров ШПС; штриховые — адаптивная фильтрация параметров ШПС

адаптивная оценка \hat{k}_τ и \hat{k}_a повышает вероятность $p(m, \pi_{ii})$ правильного распознавания ШПС на начальных тактах фильтрации и может использоваться в ПУ для быстрой синхронизации ШПС в условиях статистической неопределенности параметров сигнала на приемной стороне.

Таким образом, синтезированный адаптивный алгоритм быстрой кодовой синхронизации ШПС может использоваться при приеме сигналов с флуктуирующими по закону Гаусса амплитудой и задержкой импульсов ШПС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Т у з о в Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977. – 400 с.
2. Ш у м о п о д о б н ы е сигналы в системах передачи информации / В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьев, В.Л. Гурвич и др.; Под ред. В.Б. Пестрякова. – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.
3. Ж у р а в л е в В. И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах связи. – М.: Радио и связь, 1986. – 240 с.
4. П е т р о в Е. П., П р о з о р о в 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.
5. Д е т и н о в А. Н. Оптимальный прием фазоманипулированных сигналов // Радиотехника и электроника. – 1968. – Т. 13, № 3.
6. П р о з о р о в Д. Е. Совместная фильтрация дискретного и непрерывных параметров шумоподобных сигналов в устройствах быстрого поиска // Проблемы обработки информации: Вестник ВНЦ Верхне-Волжского отделения Академии технологических наук РФ. – Киров, 2004. – Вып. № 1(5). – С. 32–38.
7. Т и х о н о в В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Сов. радио, 1966. – 679 с.
8. М а к с Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2 т. / Пер. с франц. – М.: Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.
9. А м и а н т о в И. Н., Г р у з д е в В. В. Дисперсия ошибки дискретной линейной системы со случайным коэффициентом усиления // Радиотехника и электроника. – 1965. – № 9. – С. 1623–1627.

Статья поступила в редакцию 25.04.2007

Дмитрий Евгеньевич Прозоров родился в 1975 г. окончил Вятский государственный технический университет в 1997 г. Канд. техн. наук, доцент кафедры радиоэлектронных средств ВятГУ, автор более 80 научных работ в области цифровой обработки сигналов в системах связи и радиолокации.

D.Ye. Prozorov (b. 1975) graduated from the Vyatka State Technical University in 1997. Ph.D(Eng.), assoc. professor of the department for radio-electronic aids of the Vyatka State Technical University. Author of more than 80 publications in the field of digital processing of signals in systems of communication and radio-location.