



КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЕ АЛГОРИТМЫ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В ЗАДАЧАХ СТАТИСТИЧЕСКОЙ РАДИОТЕХНИКИ

ПАНТЕЛЕЕВ В.В.

На базе Марковской теории оптимальной нелинейной фильтрации в модифицированном полигауссовском приближении решается задача синтеза квазиоптимальных алгоритмов обработки сложных сигналов, характерных для высокoeffективных систем передачи цифровых сообщений по полосно-ограниченным каналам связи. Рассматриваются особенности разрешения апостериорной неопределенности в оценивании информационно полезных дискретно-непрерывных параметров, определяемые априорными сведениями о передаваемом ансамбле сигнального созвездия.

1. Введение

Центральное место в теории статистической радиотехники [1–10] продолжают занимать проблемы оптимальной фильтрации условных марковских процессов, в которых оцениваемые полезные дискретно-непрерывные параметры, как правило, нелинейно зависят от передаваемого сообщения. При этом используют весьма конструктивный и получивший широкое распространение подход гауссовского приближения апостериорной плотности вероятности (АПВ) фильтруемых процессов [12, 13], применимость которого ограничена рядом условий по унимодальности апостериорного распределения и большим отношением сигнал/шум в канале связи для обеспечения высокой достоверности принятия решения об информационных символах [14–16]. Последнее позволяет свести стохастическое интегро-дифференциальное уравнение Стратоновича [1] в частных производных для унимодального вида АПВ к эквивалентной системе стохастических дифференциальных уравнений для числовых параметров [12]. В случае невыполнения накладываемых условий алгоритмы фильтрации становятся мало эффективны [13] и находят свое разрешение в использовании полигауссовского приближения апостериорного распределения АПВ при значительных затратах в вычислительных ресурсах.

Данная работа распространяет результаты, полученные в [17–19], на случай, когда полезный сигнал является многомерным марковским процессом, что позволяет решить многие практические телекоммуникационные задачи. Предлагается разрешение апостериорной неопределенности в оценивании информационно-полезных дискретно-непрерывных параметров,

закрывающееся в искусственном разбиении вектора непрерывных параметров на неравнозначные наперед известные интервалы, на каждом из которых совместная АПВ имеет не более одной экстремальной точки. При этом показано, что количество интервалов разбиения, равное числу локальных максимумов АПВ, однозначно соответствует точкам устойчивого состояния равновесия по статистической дискриминационной характеристике (СДХ) адаптивной системы, а границы интервалов разбиения – точкам неустойчивого состояния равновесия и априорно заданы сложностью формирования передаваемого сигнала [21, 22].

На примере корреляционного приемника в высокоскоростных устройствах преобразования сигналов (УПС) – широкополосных модемах, работающих сложными ансамблями созвездий сигналов амплитудно-фазовой модуляции (АФМ), синтезированы и проанализированы динамические параметры технологичных условно-знаковых алгоритмов систем синхронизации тактового, а также несущего колебаний с “разомкнутой обратной связью по оценке фазы” при отсутствии подстраиваемого генератора системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

2. Постановка задачи

Пусть на конечном интервале наблюдения (t_0, t) принимается аддитивная смесь полезного сигнала $S(t, \Theta, Z, \Lambda)$, являющегося детерминированной функцией своих аргументов, и гауссовского шума $\Xi(t)$ [5–7]

$$X(t) = S(t, \Theta, Z, \Lambda) + \Xi(t). \quad (1)$$

Здесь $\Theta \equiv \Theta(t)$ – комплексный дискретный марковский процесс, учитывающий передаваемое информационное сообщение; $Z \equiv Z(t)$ – вектор дискретно-непрерывных параметров; $\Lambda \equiv \Lambda(t)$ – вектор непрерывных параметров.

Для упрощения выкладок и сокращения форм записи предполагается, что сигнал $X(t)$ является комплексным процессом [15]. Априорные сведения о марковских процессах $\Lambda(t)$ и $Z(t)$ задаются согласно [12] соответствующими уравнениями:

$$\frac{\partial p(t, \Lambda)}{\partial t} = L_{\text{ФПК}} \{p(t, \Lambda)\}; \quad (2)$$

$$\frac{\partial p(t, Z_v)}{\partial t} = \sum_{\mu=1}^{M_z} \zeta_{\mu v}(t) p(t, Z), \quad (3)$$

где

$$L_{\text{ФПК}} \{\bullet\} = - \sum_{\alpha=1}^{M_\Lambda} \frac{\partial}{\partial \lambda_\alpha} [a_\alpha(t, \Lambda) \{\bullet\}] + \frac{1}{2} \sum_{\alpha=1}^{M_\Lambda} \sum_{\beta=1}^{M_\Lambda} \frac{\partial^2}{\partial \lambda_\alpha \partial \lambda_\beta} [b_{\alpha\beta}(t, \Lambda) \{\bullet\}]$$

– оператор Фоккера-Планка-Колмогорова для плотности вероятности $\{p(t, \Lambda)\}$; $a_\alpha(t, \Lambda)$ и $b_{\alpha\beta}(t, \Lambda)$ – коэффициенты сноса и диффузии [17]; $\alpha, \beta = 1, M_\Lambda$; M_Λ – размерность вектора $\Lambda(t)$; $\zeta_{\mu\nu}(t)$ – вероятность перехода в единицу времени; $\mu, \nu = 1, M_Z$; M_Z – количество состояний дискретно-непрерывного параметра $Z(t)$.

В телекоммуникационных системах передачи данных смена значений дискретного информационного параметра $\Theta(t)$ происходит только в фиксированные моменты времени, разделенные тактовым интервалом T . В этой связи значения дискретного параметра $\Theta(t)$ на разных тактовых интервалах времени образуют однородную цепь Маркова [3], свойства которой полностью характеризуются матрицей одношаговых переходных вероятностей $\Pi = \{\pi_{ij}\}$; $i, j = 1, M_\Theta$ и вектором вероятностей начального состояния $P[\Theta(t_0)] = \{\rho_i^0, i = 1, M_\Theta\}$. Отсюда вероятности перехода дискретного параметра из состояния $\Theta_j(t)$ в состояние $\Theta_i(t + \tau)$ в непрерывном времени можно представить следующим образом [2]:

$$\rho(\Theta_i | \Theta_j) = \begin{cases} \delta_{ij}, & \text{если } nT \leq [t, t + \tau] < (n+1)T; \\ \pi_{ij}, & \text{если } t \text{ и } (t + \tau) \text{ лежат в} \\ & \text{соседних интервалах,} \end{cases} \quad (4)$$

где δ_{ij} – символ Кронекера.

В точках $t = nT$ вероятность одношаговых переходов (4) имеет разрыв, т.е. для сколь угодно малого ε , отличного от нуля $\varepsilon > 0$, справедливо равенство [4]

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \rho(\Theta_i, nT + \varepsilon | \Theta_j, nT - \varepsilon) = \pi_{ij}.$$

Здесь и в дальнейшем под плотностями распределения комплексного вектора размерностью M_Θ понимается плотность распределения $2M_\Theta$ случайных скалярных величин, что является общим приемом исследования многомерных процессов [15].

Совокупность рассматриваемых дискретных и непрерывных параметров $\Theta(t)$, $Z(t)$ и $\Lambda(t)$ представим смешанным марковским процессом. Тогда воспользуемся уравнением для апостериорной плотности вероятности непрерывных $\Lambda(t)$ и дискретно-непрерывных $Z(t)$ компонентов при постоянстве дискретного параметра $\Theta(t)$ на интервале наблюдения [13]:

$$\frac{\partial \omega_{i,v}(t, \Lambda)}{\partial t} = L_{\text{ФПК}}\{\omega_{i,v}(t, \Lambda)\} + \sum_{\mu=1}^{M_Z} \zeta_{\mu\nu}(t) \omega_{i,\mu}(t, \Lambda) + [F_{i,v}(t, \Lambda) - \langle\langle F_{i,v}(t, \Lambda) \rangle\rangle_{\Theta > Z > \Lambda}] \omega_{i,v}(t, \Lambda), \quad (5)$$

где используются следующие обозначения:

$$\omega_{i,v}(t, \Lambda) \equiv \omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t);$$

$$F_{i,v}(t, \Lambda) \equiv F(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda) =$$

$$= -\frac{1}{2N_\xi} [X(t) - S(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda)] \times [X(t) - S(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda)]$$

4

– функционал правдоподобия [17];

$$\langle\langle F_{i,v}(t, \Lambda) \rangle\rangle_{\Theta > Z > \Lambda} \equiv \sum_{i=1}^{M_\Theta} \sum_{v=1}^{M_Z} \int F_{i,v}(t, \Lambda) d\Lambda;$$

N_ξ – равномерная односторонняя спектральная плотность комплексного аддитивного шума $\Xi(t)$; $X_{t_0}^t$ – наблюдаемый на интервале времени (t_0, t) процесс $X(t)$; $L_{\text{ФПК}}\{\omega_{i,v}(t, \Lambda)\}$ – оператор Фоккера-Планка-Колмогорова для АПВ $\omega_{i,v}(t, \Lambda)$.

Это интегро-дифференциальное уравнение (5) является частным случаем уравнения фильтрации Р.Л. Стратоновича [1].

Сформулируем на основании решения уравнения Р.Л. Стратоновича (5), приведенного в работе [13], условия полимодальности условной АПВ $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$ и определим ее однозначную связь с СДХ [4] адаптивных систем для несмещенной $\Lambda^*(t)$ и смещенной $Z(t)$ оценок сопутствующих параметров при переходе к квазиоптимальным алгоритмам нелинейной фильтрации в модифицированном полигауссовском приближении апостериорного распределения.

3. Квазиоптимальные алгоритмы фильтрации при полимодальности апостериорной плотности вероятности

Как следует из интегро-дифференциального уравнения (5), форма АПВ определяется исключительно функционалом правдоподобия $F_{i,v}(t, \Lambda)$. Если априорно заданы методы формирования полезного сигнала $S(t, \Theta, Z, \Lambda)$ и функционал имеет несколько максимумов, то условной АПВ $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$ присущ ярко выраженный полимодальный характер.

В качестве примера на рис. 1 приведена типовая АПВ применительно к 16-позиционному АФМ сигналу квадратурно-амплитудной модуляции (КАМ-16) в зависимости от изменения фазы несущего φ и задержки τ тактового колебаний.

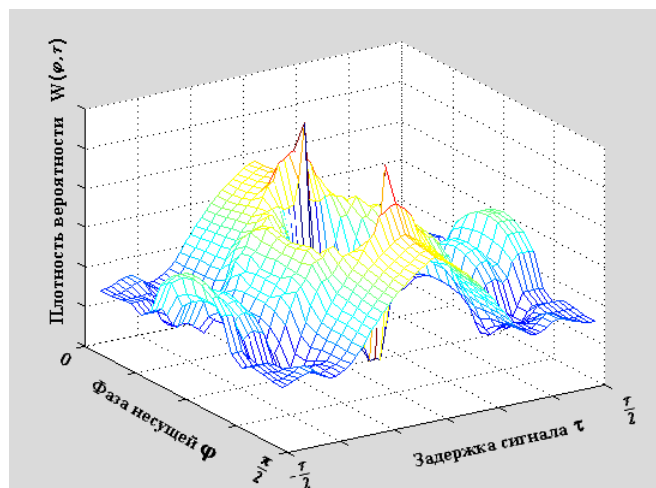


Рис. 1. Условная АПВ при КАМ-16 ($\alpha_N = 0,25$)

Из рис. 1 следует, что гауссовская аппроксимация условной АПВ недопустима, так как первое приближенное решение уравнения (5) может находиться не вблизи глобального максимума монотонной функции $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$, а на любом ином ее всплеске, что в свою очередь приведет к неверной оценке дискретных информационных символов $\hat{\Theta}_n$.

Действительно, если представить АПВ $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$ на тактовом интервале времени при $t \in (nT, nT + T)$ с точностью до нормировочного множителя $c(t)$ в экспоненциальном виде [12]

$$\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t) \cong \omega_G(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t) = c(t) \exp[\Psi(t)], \quad (6)$$

в котором (см. усеченно-гауссовскую аппроксимационную огибающую $\omega_G(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$ по рис. 1)

$$\Psi(t) \equiv \int_{t_0+nT}^t F_{i,v}(t, \Lambda) dt + \ln \{ \omega_G(nT, \Theta_n, Z_v, \Lambda | X_{t_0+nT}^t) \}, \quad (7)$$

то в принятых обозначениях дискриминационная характеристика [15] определяется известным равенством [13]

$$D_{i,v}(t, \Lambda) = \int_{\Lambda} \left[\frac{1}{\Delta t} \int_t^{t+\Delta t} \frac{\partial F_{i,v}(t, \Lambda)}{\partial \Lambda} dt \right] \omega_G(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0+T}^t) d\Lambda. \quad (8)$$

Здесь Δt – некоторый интервал, в течение которого может быть выполнено усреднение по времени.

При больших отношениях сигнал/шум ($N_\xi \rightarrow 0$) вторым слагаемым в (7), с учетом его ограниченности из-за условия нормировки и в области, где АПВ с заданной точностью отлична от нуля, можно пренебречь [16]. Так как дискретный информационный параметр $\Theta(t)$ относится к стационарному эргодическому априорно заданному процессу [4], то усреднение по времени в (8) может быть заменено усреднением по реализациям при разомкнутой обратной связи по сопутствующим оцениваемым параметрам $Z(t)$ и $\Lambda(t)$:

$$\langle D(\Lambda) \rangle = \frac{1}{M_\Theta} \sum_{i=1}^{M_\Theta} \frac{1}{P_S} \left\{ \frac{\partial F(t, \hat{\Theta}_i, Z_v, \Lambda)}{\partial \Lambda} \right\}, \quad (9)$$

где P_S – мгновенная мощность оценки полезного сигнала $S(t, \hat{\Theta}_i, \hat{Z}_v, \Lambda^*)$.

Введенная СДХ фильтруемого непрерывного параметра $\Lambda(t)$ имеет нули в экстремальных точках АПВ $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$. Если дополнительно к этому выполняются неравенства $\partial \langle D(\Lambda) \rangle / \partial \Lambda > 0$, то такие точки являются точками устойчивого состояния рав-

новесия [13], а если $\partial \langle D(\Lambda) \rangle / \partial \Lambda < 0$ – неустойчивого.

Следовательно, локальные максимумы АПВ $\omega(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda | X_{t_0}^t)$ определяют точки устойчивого состояния равновесия [16], которые (кроме глобальной) являются ложными точками в СДХ адаптивных систем по оценке непрерывного $\Lambda(t)$ и дискретно-непрерывного $Z(t)$ процессов. Поэтому при приеме сложных многопозиционных АФМ сигналов в условиях полимодальности АПВ использование гауссовского приближения (6) приводит к неоптимальной фильтрации сопутствующих параметров $\Lambda^*(t)$, $Z_v(t)$ и, как следствие этого, к неверному принятию решения $\hat{\Theta}_n$ о передаваемом информационном сообщении по любому критерию оптимальности [6]. Для устранения отмеченной апостериорной неопределенности в фильтрации многомерных дискретно-непрерывных марковских процессов используем модификацию полигауссовской аппроксимации [17], в которой вид АПВ явно не применяется. Суть его заключается в искусственном представлении сопутствующих компонентов $Z(t)$ и $\Lambda(t)$ в виде неравнозначных интервалов условного разбиения, на каждом из которых АПВ имеет не более одного локального максимума для смещенного процесса $\Lambda(t) + Z_v(t)$. При этом $v = \overline{1, M_Z}$ – порядковый номер интервала разбиения, на котором $\Lambda(t)$ является непрерывным при фиксированном значении параметра $Z_v(t)$, соответствующего v -му пику АПВ (конечному числу априорно известных устойчивых точек состояния равновесия по СДХ).

От полученных уравнений для АПВ в таком модифицированном полигауссовском приближении по аналогии с [12] перейдем к приближенным соотношениям для математических ожиданий $\lambda_{\alpha}^*(t)$ и вторых центральных моментов $K_{\alpha\beta}(t)$:

$$\frac{\partial \lambda_{\alpha}^*}{\partial t} = a_{\alpha}(\Lambda^*) + \sum_{\beta=1}^{M_{\Lambda}} K_{\alpha\beta} \frac{\partial \langle \langle F(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda^*) \rangle_{\Theta} \rangle_{Z > \Lambda}}{\partial \lambda_{\beta}^*}, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial K_{\alpha\beta}}{\partial t} = & b_{\alpha\beta}(\Lambda^*) + \sum_{l=1}^{M_{\Lambda}} [K_{l\beta} \frac{\partial a_{\alpha}(\Lambda^*)}{\partial \lambda_l^*} + K_{\alpha l} \frac{\partial a_{\beta}(\Lambda^*)}{\partial \lambda_l^*}] + \\ & + \sum_{l=1}^{M_{\Lambda}} \sum_{\mu=1}^{M_{\Lambda}} K_{\alpha l} K_{\mu\beta} \frac{\partial^2 \langle \langle F(t, \Theta_i, Z_v, \Lambda^*) \rangle_{\Theta} \rangle_{Z > \Lambda}}{\partial \lambda_l^* \partial \lambda_{\mu}^*}, \end{aligned} \quad (11)$$

для вектора непрерывных параметров $\Lambda(t)$.

Что касается смещенной оценки вектора дискретно-непрерывных параметров $\hat{Z}_v(t)$, то для ее получения используем критерий оптимальности по максимуму апостериорной вероятности [17] в предположении

высокой точности фильтрации $\Lambda^*(t)$ на конечном интервале наблюдения Δt :

$$\hat{Z}_v(t) = \max_v^{-1} \int_t^{t+\Delta t} \langle F(\tau, \Theta_i, Z_v, \Lambda^*) \rangle_{\Theta} d\tau, v = \overline{1, M_Z}, (12)$$

в котором итоговую оценку информационного параметра в предположении высокой апостериорной точности выделения сопутствующих компонентов $\Lambda(t)$ и $Z(t)$ найдем из выражения (5) с учетом монотонности экспоненты в (6), что является справедливым на каждом v -м интервале разбиения

$$\hat{\Theta}_n(t) = \max_i^{-1} \int_{nT}^{nT+T} F(\tau, \Theta_i, \hat{Z}_v, \Lambda^*) d\tau, i = \overline{1, M_{\Theta}}. (13)$$

Таким образом, полученные квазиоптимальные алгоритмы совместной фильтрации непрерывного (10) и (11), непрерывно-дискретного (12) и дискретного (13) марковских процессов, а также разработанная процедура снятия апостериорной неопределенности в их оценивании по статистической дискриминационной характеристике (9) позволяют производить структурный синтез адаптивных телекоммуникационных систем в условиях полимодальности АПВ.

4. Примеры синтеза адаптивных телекоммуникационных систем

Конкретизацию характеристик полученных квазиоптимальных алгоритмов фильтрации рассмотрим на примере синтеза систем выделения несущего и тактового колебаний [19–22] по рабочему многопозиционному АФМ сигналу [18], математическая модель которого на интервале времени от kT до $(k+1)T$ представима в аналитической форме записи [5]:

$$X(t) = \Theta^T(t) * Y(t, \varphi, \tau) + \Xi(t) = \left\{ \sum_{i=k-L/2}^{k+L/2} r[(i-k)T - \tau(t)] m_{\theta, i} + \xi(t) \right\} \exp\{j[\omega t + \varphi(t)]. (14)$$

Здесь

$$Y(t, \varphi, \tau) = R(t, \tau) \exp\{j[\omega t + \varphi(t)]\}; \\ \Theta^T(t) = \{m_{\theta, i}, i = \overline{k-L/2, k+L/2}\}; \\ \Xi(t) = \xi(t) \exp\{j[\omega t + \varphi(t)]\};$$

$m_{\theta} = a_{\theta} + jb_{\theta}$ – передаваемые информационные символы, кодируемые в соответствии с правилами сложного сигнального созвездия M_{Θ} -позиционного ансамбля АФМ сигнала [9], $\theta = \overline{1, M_{\Theta}}$; $R^T(t, \tau) = \{r[(i-k)T - \tau(t)], i = \overline{k-L/2, k+L/2}\}$; $r(t) = g(t) + jh(t)$ – комплексный импульсный отклик низкочастотного эквивалента полосового канала связи [10], состоящий из синфазной $g(t)$ и квадратурной $h(t)$ составляющих, которые при найквистовской аппроксимации с коэффициентом сглаживания α_N

переходной области ограниченного спектра имеют соответственно вид

$$g(t) = \frac{\sin(2\pi t/T)}{2\pi t/T} \times \frac{\cos(\alpha_N \pi t/T)}{1 - (2\alpha_N t/T)^2}, \\ h(t) = \frac{1 - \cos(2\pi t/T)}{2\pi t/T} \times \frac{\cos(\alpha_N \pi t/T)}{1 - (2\alpha_N t/T)^2}, (15)$$

$\xi(t) = \xi_I(t) + j\xi_Q(t)$ – комплексный низкочастотный эквивалент флюктуационного аддитивного шума, состоящий из синфазной $\xi_I(t)$ и квадратурной $\xi_Q(t)$ составляющих; $\varphi(t)$ и $\tau(t)$ – неизвестные фаза и групповая задержка АФМ сигнала; $\omega(t)$ – частота несущего колебания; L – относительная длительность межсимвольной интерференции (МСИ) в числе тактовых интервалов времени T ; $k = \text{Int}\{t/T\}$ – целая часть от выражения, стоящего в скобках $\{t/T\}$.

В аналитической модели принимаемого АФМ сигнала (14) неизвестными являются лишь фаза несущего колебания $\varphi(t)$ и групповая задержка $\tau(t)$, фильтрация которых связана с проектированием соответствующих систем несущей (СНС) и тактовой (СТС) синхронизации [12].

Система несущей синхронизации. На основании квазиоптимальных алгоритмов нелинейной фильтрации в модифицированном полигауссовском приближении АПВ (10)–(12) проведем синтез технологичных упрощенных алгоритмов работы СНС при условном представлении неизвестной фазы принимаемого АФМ сигнала $X(t)$ в виде суммы непрерывной $\varphi_c(t)$ и дискретной $\varphi_{d,v}(t)$ составляющих $\varphi(t) = \varphi_c(t) + \varphi_{d,v}(t)$, $v = \overline{1, M_Z}$.

Общим случаем задания непрерывной составляющей фазы $\varphi_c(t)$, хорошо описывающей временную нестабильность генераторного оборудования УПС [5, 10], является винеровский процесс [8, 9]

$$\frac{d\varphi_c}{dt} = \xi_{\varphi}(t) (16)$$

с нулевым средним значением $\langle \xi(t) \rangle = 0$ и δ -функцией корреляции [7]

$$\langle \xi_{\varphi}(t_1) \xi_{\varphi}(t_2) \rangle = \frac{1}{2} N_{\varphi} \delta(t_2 - t_1)$$

при N_{φ} -равномерной односторонней спектральной плотности шума $\xi_{\varphi}(t)$. При этом значения дискретно-непрерывной составляющей фазы $\varphi_{d,v}(t)$ априорно известны и заданы диаграммой созвездия ансамбля АФМ сигнала [11] по количеству ложных устойчивых точек M_Z состояния равновесия в дискриминационной характеристике.

Анализ динамических характеристик систем синхронизации (времени вхождения в синхронизм и времени до срыва синхронизма) показал [16], что быстродей-

ствие разомкнутой структуры СНС [23] значительно выше, чем у замкнутой [23], однако необходимое условие постоянства неизвестной фазы колебания несущей частоты $\varphi(t)$ на временном интервале наблюдения НТ приводит к потере ее реальной помехоустойчивости в стационарном режиме. В данном примере предпринята попытка интегрирования достоинств этих двух методов адаптивного оценивания [2] и идентификации [4], а именно: в условиях значительных временных изменений фильтруемого параметра, но не превышающих тактового интервала, избежать наличия единственно оставшегося аналогового блока - подстраиваемого генератора ФАПЧ [8] при одновременном обеспечении высокой помехоустойчивости системы и приемника УПС в целом. Для этого оцениванию в квазиоптимальном алгоритме нелинейной фильтрации в качестве вектора непрерывных параметров (10) будем подвергать функционал фазовой ошибки $\Phi_c(t) = \exp\{j\varphi_c(t)\}$, который также, как и непрерывную фазу $\varphi_c(t)$, представим процессом, распределенным по Винеру (16) с равномерной спектральной плотностью N_Φ . По аналогии с разработанными этапами синтеза технологичных алгоритмов фильтрации [12], при переходе к дискретному времени в области стационарных значений $K_{\Phi\Phi, st} = \sqrt{N_\Phi N_\xi}$ окончательно получим приведенное разностное уравнение для оценки функционала фазовой ошибки $\Phi_{c,n}^*$ в комплексном:

$$\Delta_1 \Phi_{c,n}^* = -K_\Phi (y_n - \hat{m}_{\theta,n}) \hat{m}_{\theta,n}^* \Phi_{c,n}^* \quad (17)$$

и тригонометрическом видах:

$$\begin{aligned} \Delta_1 \cos \Phi_{c,n}^* &= K_\Phi \{y_{I,n} \hat{a}_{\theta,n} + y_{Q,n} \hat{b}_{\theta,n} - [(\hat{a}_{\theta,n})^2 + (\hat{b}_{\theta,n})^2] \cos \Phi_{c,n}^*\} = K_\Phi \{z_{I,n} - [(\hat{a}_{\theta,n})^2 + (\hat{b}_{\theta,n})^2] \cos \Phi_{c,n}^*\}; \\ \Delta_1 \sin \Phi_{c,n}^* &= K_\Phi \{y_{I,n} \hat{b}_{\theta,n} - y_{Q,n} \hat{a}_{\theta,n} + [(\hat{a}_{\theta,n})^2 + (\hat{b}_{\theta,n})^2] \sin \Phi_{c,n}^*\} = K_\Phi \{z_{Q,n} + [(\hat{a}_{\theta,n})^2 + (\hat{b}_{\theta,n})^2] \sin \Phi_{c,n}^*\}, \end{aligned} \quad (18)$$

где Δ_1 – оператор взятия первой разности; $z_{I,n}$ и $z_{Q,n}$ – соответственно несинхронно демодулированные синфазный и квадратурный дискретные АФМ сигналы со снятием манипуляции по оценке информационных символов $\hat{a}_{\theta,n}$ и $\hat{b}_{\theta,n}$.

Функциональная схема, реализующая итерационный алгоритм (18), приведена на рис. 2. Отметим, что синтезированный при полном отсутствии аналоговых элементов квазиоптимальный приемник УПС сравнительно просто реализуется в микропроцессорном исполнении [28].

Система тактовой синхронизации. В рассматриваемом примере фильтрации подвергается только неизвестная задержка $\tau(t) = \tau_c(t) + \tau_{d,v}$, $v = \overline{1, M_Z}$ АФМ сигнала (14), непрерывная составляющая которой $\tau_c(t)$ имеет природу происхождения, аналогичную фазе при генерации несущего колебания $\varphi_c(t)$ [8] и распределена по винеровскому закону (16) с равномерной односторонней спектральной плотностью флюктуационного шума N_τ [7]. Тогда по разработанной квазиоптимальной процедуре статистического синтеза (10)-(13) алгоритмов нелинейной фильтрации, устраняющих ложные захваты в СТС, получим итоговое дифференциальное уравнение для оценки составляющих неизвестной задержки колебания тактовой частоты $\tau^*(t) = \tau_c^*(t) + \tau_{d,v}$ в непрерывном времени:

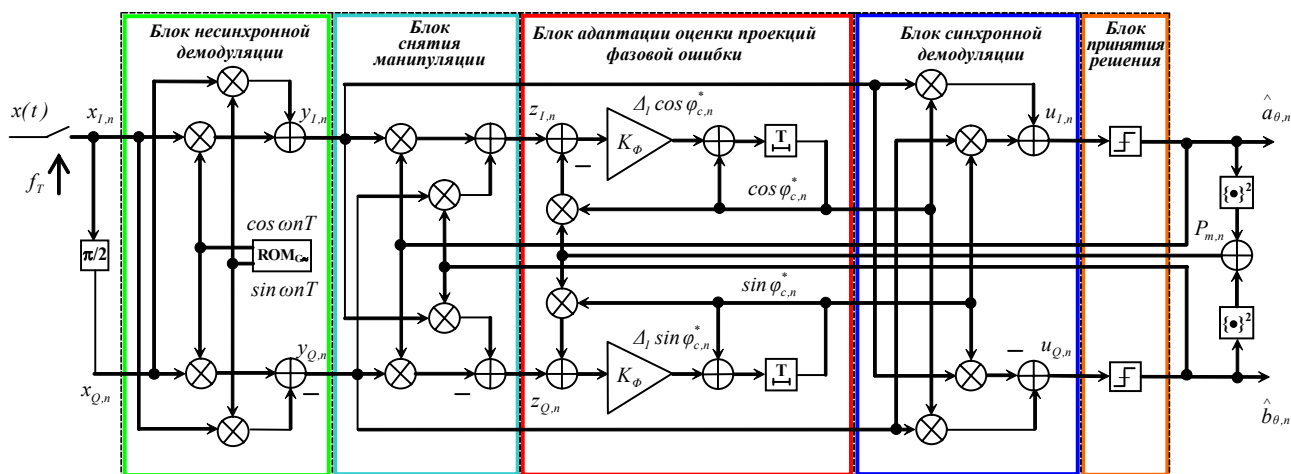


Рис. 2. Система несущей синхронизации с обратной связью по оценке проекций фазы без ФАПЧ

$$\frac{d\tau_c^*(t)}{dt} = \frac{K_{\tau\tau}}{N_{\xi}P_S} \operatorname{Re}\{[X(t) - \hat{S}(t)][\hat{S}(t)]_{\tau}'\};$$

$$\frac{dK_{\tau\tau}}{dt} = \frac{N_{\tau}}{2} - \frac{K_{\tau\tau}^2}{N_{\xi}P_S} \operatorname{Im}\{[X(t) - \hat{S}(t)][\hat{S}(t)]_{\tau}''\}, \quad (19)$$

$$\hat{\tau}_{d,v} = \max_v^{-1} \int_t^{t+\Delta t} [X(\tau) - \hat{S}(\tau)][X(\tau) - \hat{S}(\tau)] d\tau, \quad v = \overline{1, M_Z}. \quad (20)$$

Здесь $[\hat{S}(t)]_{\tau}'$ и $[\hat{S}(t)]_{\tau}''$ – соответственно первая и вторая производные комплексно-сопряженной оценки полезного сигнала $S(t, m_{\theta}, \tau_{c,n}^*, \tau_{d,v})$ по временному процессу $\tau_c^*(t)$.

При разработке технологичных алгоритмов фильтрации в области стационарных значений $K_{\tau\tau, st} = \sqrt{N_{\xi} N_{\tau} / 2}$, а также с учетом свойств импульсного отклика (15) найквистовской формы при аппроксимации полезного сигнала $\hat{S}(t) \approx g_0 \hat{m}_{\theta, n} = \hat{m}_{\theta, n}$ и его комплексно-сопряженной первой производной

$$[\hat{S}(t)]_{\tau}' \approx g_{-1} \hat{m}_{\theta, n-1} + g_1 \hat{m}_{\theta, n-1} = g_1 (\hat{m}_{\theta, n+1} - \hat{m}_{\theta, n-1})$$

[10] перейдем к упрощенному разностному уравнению для оценки неизвестной задержки сигнала $\tau_{c,n}^*$ в дискретном времени:

$$\Delta_1 \tau_{c,n}^* = K_{\tau} \operatorname{Re}[(u_n - \hat{m}_{\theta, n})(\hat{m}_{\theta, n+1} - \hat{m}_{\theta, n-1})], \quad (21)$$

где

$$K_{\tau} = TK_{\tau\tau, st} (P_S N_{\xi})^{-1} g_{-1}' = TP_S N_{\xi}^{-1} \sqrt{\frac{N_{\tau}}{2N_{\xi}}} \cdot \frac{\cos(\alpha_N \pi)}{1 - 4\alpha_N^2}$$

– постоянный коэффициент в цепи обратной связи СТС; u_n – синхронно демодулированный АФМ сигнал.

Представим разностное уравнение (21) в действительной форме:

$$\Delta_1 \tau_{c,n}^* = K_{\tau} [(u_{I,n} - \hat{a}_{\theta, n})(\hat{a}_{\theta, n+1} - \hat{a}_{\theta, n-1}) + (u_{Q,n} - \hat{b}_{\theta, n})(\hat{b}_{\theta, n+1} - \hat{b}_{\theta, n-1})], \quad (22)$$

удобной при структурной реализации устройства синхронизации, функциональная схема которого приведена на рис. 3.

Следует особо отметить, что условно-знаковые модификации итерационного алгоритма фильтрации (22) реализованы в выделителях тактовой частоты адаптивных регенераторов цифровых систем передач применительно к линейному кодированию типа АМ/ NRZ, а также к дуобинарному многоуровневому кодированию [14] и защищены соответствующими патентами Российской Федерации [25, 26] и Украины [29, 30].

5. Выводы

Получены точные решения уравнения оптимальной нелинейной фильтрации (5) вектора непрерывного $\Lambda(t)$, непрерывно-дискретного $Z(t)$ и дискретного информационного $\Theta(t)$ параметров. Основное отличие от ранее известных заключается во введении в схему фильтрации непрерывных компонентов обратной связи по решению дискретных составляющих.

Показано, что для довольно обширного класса телекоммуникационных задач апостериорное распределение может быть полимодальным. Отмеченный факт, безусловно, должен учитываться при построении адаптивных устройств обработки сложных сигналов путем предварительного анализа их статистических дискриминационных характеристик (9). Для предлагае-

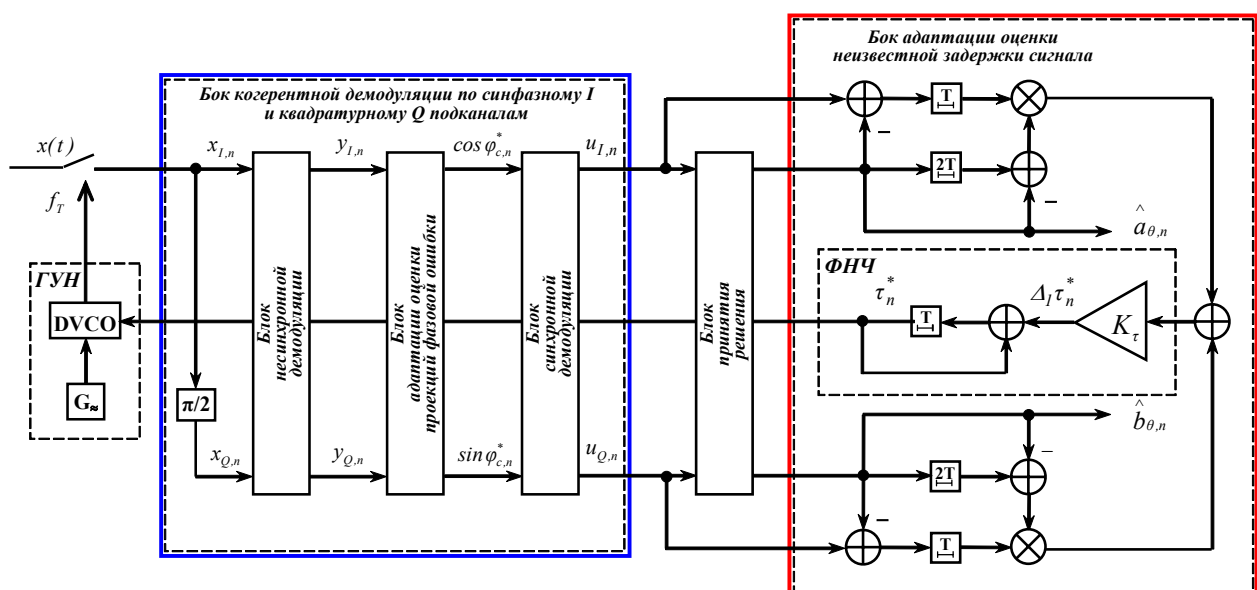


Рис. 3. Система синхронизации колебания тактовой частоты с обратной связью по решению

мого модифицированного полигауссовского представления апостериорной плотности вероятности получены квазиоптимальные алгоритмы нелинейной фильтрации (10)-(13), а также разработана процедура снятия апостериорной неопределенности в оценивании сопутствующих непрерывных параметров по априорным сведениям о передаваемом сообщении. Действительно, расчет условной АПВ применительно, например, к 16-позиционному АФМ сигналу квадратурной амплитудной модуляции (КАМ-16) указывает на ее явную многомодальность (см. рис. 1). Анализ таких технологичных алгоритмов фильтрации в настоящее время стал возможен с использованием объектно-ориентированного имитационного моделирования в среде визуального инженерного окружения Agilent VEE - Visual Engineering Environment (Agilent Technologies, Innovating the HP Way) [11].

В практических ситуациях на примере синтеза системы несущей и тактовой синхронизации, выделяющих синхросинформацию по рабочему сигналу при наличии ряда дестабилизирующих факторов в условиях значительных линейных искажений, помех межсимвольной интерференции и аддитивного гауссовского шума, получены технологичные алгоритмы фильтрации (18) и (21), а также структурные схемы адаптивных устройств на рис. 2 и 3. Разработанные системы нашли свое непосредственное применение в высокоскоростных УПС - широкополосных модемах xDSL (*x - 'any' Digital Subscriber Line*), модемах DUV (*Data-Under-Voice*), DIV (*Data-In-Voice*) и DAV/DOV (*Data-Above/Over-Voice*) [20], которые транспортируют высокоскоростные трибутарные цифровые потоки плезиохронных PDH (*Plesiochronous Digital Hierarchy*) иерархических уровней E0, E1/T1, E3 по существующим абонентским линиям кабелей городской телефонной сети, линейным трактам проводных [24, 26] и стволам радиорелейных [27, 28] систем передачи с достоверностью, приближающейся к оптическому качеству $BER = 10^{-9} \dots 10^{-10}$, а также в выделителях тактовой частоты адаптивных регенераторов традиционных ЦСП с многоуровневым линейным АМ/НДВЗ/ВЗЗС/В6ЗС/В8ЗС [25] или блочным 4В5В/8В10В1Р/3 В 2 Т (S U 3 2) / 4 В 3 Т (M M S 4 3) / 2 В 1 Q / 4D-РАМ5/8В1Q₄ кодированием [30].

Литература: 1. Стратонович Р.Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. М.: Изд-во МГУ, 1966. 319 с. 2. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с. 3. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Сов. радио, 1977. 488 с. 4. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. М.: Радио и связь, 1985. 344 с. 5. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / Под ред. Л.М. Финка. М.: Радио и связь, 1981. 232 с. 6. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985. 264 с. 7. Величкин А.И. Передача аналоговых сообщений по цифровым каналам связи. М.: Радио и связь, 1983.

240 с. 8. Lindsey V. Synchronization Systems in Communications and Control. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, 1972. 9. Spilker J.J. Digital Communications by Satellite. New Jersey: Prentice-Hall, 1977. 10. Bocker P. Datenubertragung: Nachrichtentechnik in Datenfernverarbeitungssystemen. Berlin-Heidelberg-New York: Springer-Verlag, 1977. 11. Helsen R. Visual programming with HP VEE. New Jersey: Prentice Hall PTR, Hewlett-Packard Co., 1998. 12. Тихонов В.И., Харисов В.Н., Смирнов В.А. Оптимальная фильтрация дискретно-непрерывных процессов // Радиотехника и электроника. 1978. Т. 23, № 7. С. 1441-1452. 13. Миронов М.А. Полимодальность апостериорного распределения в задачах оптимальной нелинейной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27, № 7. С. 1342-1351. 14. Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. Виділення синхросинформації з корелятивно кодованого сигналу // Труды УНИИРТ. 1995. № 3. С. 28-32. 15. Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. Оптимальная нелинейная фильтрация дискретно-непрерывных марковских процессов в условиях апостериорной неопределенности // Вісник УБЕНТЗ. 2001. № 1. С. 133-143. 16. Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. Анализ квазиоптимальных алгоритмов нелинейной фильтрации при полимодальности апостериорного распределения // Вісник УБЕНТЗ. 2002. № 1. С. 91-97. 17. Forney G.D. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference // IEEE Trans. Inform. Theory. 1972. Vol. IT-18, No. 3. P. 363-378. 18. Thomas C.M., Weidner M.Y., Durrani S.H. Digital amplitude-phase keying with M-ary alphabets // IEEE Trans. Commun. 1974. Vol. COM-22, No. 2. P. 168-180. 19. Falconer D.D. Application of passband decision feedback equalization in two-dimensional data communication systems // IEEE Trans. Commun. 1976. Vol. COM-24, No. 10. P. 1121-1141. 20. Chamberlin J.W., Hester C.E., Meyers J.J., et al. Design and field test of a 256-QAM DIV modem // IEEE Journal on Selected Areas in Commun. 1987. Vol. SAC-5, No. 3. P. 349-356. 21. Panteleev V.V. Synthesis and analysis of the quasioptimal algorithms nonlinear filtering in conditions of a posteriori uncertainty // Inter. Conf. "Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science". Lviv: Publishing House of Lviv Polytechnic. 2004. Vol. TCSET'2004. P. 185-189. 22. Panteleev V.V. The optimal nonlinear filtering of discrete-continuous Markovian processes in conditions of a posteriori uncertainty. Proc. of IEEE "East-West Design & Test Workshop". 2006. Vol. EWDWT'06. P. 443-449. 23. Falconer D.D., Muller K.H., Sals J. U.S. Patent 3878468 IPC³ H 04 B 1/10. Joint equalization and carrier recovery adaptation in data transmission system. 1975. 24. Балашов В.А., Нудельман П.Я., Пантелеев В.В., Шевченко Ю.В. А. с. 1185640 СССР (SU) МКИ⁴ H04 L 27/22. Способ когерентного приема сигналов амплитудно-фазовой модуляции и устройство для его осуществления. Оpubл. в Б.И. 1985. № 38. 25. Болотских Т.А., Брескин В.А., Бунчужная Т.С., Галеев И.Х., Гнидин О.Э., Гришанов Ю.В., Зайдман А.Я., Корба О.И., Пантелеев В.В., Тимасов В.А. А. с. 1663773 СССР (SU) МКИ⁵ H04 J 3/08. Адаптивный регенератор для цифровой системы передачи. Оpubл. в Б.И., 1991. № 26. 26. Болотских Т.А., Брескин В.А., Гамидов Г.С., Гнидин О.Э., Зарянов С.А., Пантелеев В.В. Патент Российской Федерации (RU) 2037966 МКИ⁶ H04 L 5/14, H04 J 3/06. Двухпроводная дуплексная цифровая система передачи с временным разделением. Оpubл. в Б.И., 1995. № 17. 27. Пантелеев В.В., Ланько А.А., Гаврилюк М.С. Декларацийний Патент України UA 42903 А МКП⁶ H04 L 7/00. Спосіб виділення тактової синхронізації з корелятив-

но кодованого інформаційного сигналу та пристрій для його здійснення. Опубл. в Бюл. “Промислова власність”. 2001. № 10. **28.** *Балашов В.О., Пантелєєв В.В.* Патент України (UA) 80902 МПК⁶ Н 04 L 7/04, Н 04 L 27/22, Н 04 L 27/227. Спосіб когерентного прийому АФМ-сигналів без генератора, що управляється напругою, та пристрій для його здійснення. Опубл. в Бюл. “Промислова власність”, 2007. № 18. **29.** *Балашов В.О., Пантелєєв В.В., Ляховецький Л.М.* Патент України (UA) 89375 МПК⁹ Н 04 L 27/18, Н 04 L 7/02. Спосіб виділення тактового коливання в автокореляційному приймачі фазомодульованих сигналів та пристрій для його здійснення / Опубл. в Бюл. “Промислова власність”, 2010. № 2. **30.** *Балашов В.О., Пантелєєв В.В., Ляховецький Л.М.* Заявка а 2008 04860 від

15.04.2008 р. на Патент України (UA) МПК⁹ Н 04 L 7/02, Н 04 L 27/22. Пристрій виділення тактової синхроінформації у когерентному приймачі АФМ-сигналів.

Поступила в редколлегию 12.05.2010

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Балашов В. А.

Пантелєєв Виктор Владимирович, канд. техн. наук, доцент, директор ООО «ТЕЛНЕТ» по инфокоммуникациям <http://www.uptel.net>. Научные интересы: Оптимальный прием сложных сигналов. Адрес: Украина, 65020, г. Одесса, ул. Раскидайловская, 18, офис 55; тел.: (+380 48) 730-99-99, 730-91-81; факс: (+380 48) 730-91-11, 730-91-20; эл.-почта: pvv@odtel.net; <http://www.wi-max.net.ua>.