

УДК 621.391.1 (024)

АДАПТИВНЫЙ ОПТИМАЛЬНЫЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЙ МОДЕМ ДЛЯ СИСТЕМЫ ЦИФРОВОЙ ТЕЛЕФОНИИ

В. Г. Санников, профессор МТУСИ, к.т.н.; tes_mtuci@mail.ru

На основе математической модели низкочастотного эквивалента телефонного канала связи исследуются вопросы синтеза и анализа оптимального когерентного модема в системе цифровой телефонии. Синтезируются финитные во времени сигналы передающего модема, оптимальные по критерию максимума отношения сигнал/шум (ОСШ) на входе приемного модема и не вызывающие межсимвольную интерференцию при последовательной передаче дискретных сообщений. В условиях нестационарного канала связи и коррелированного шума наблюдений на основе минимизации эмпирического риска в форме функционала Тихонова решена задача оптимальной рекуррентной оценки граничной частоты канала, используемая при синтезе оптимальных сигналов в передающем модеме и синтезе согласованного фильтра в приемном модеме. Приводятся расчетные и экспериментальные зависимости погрешности оценки от ОСШ и объема выборки случайных наблюдений. Результаты работы могут быть использованы при проектировании современных адаптивных интеллектуальных модемов с повышенной эффективностью.

Ключевые слова: система цифровой телефонии, интеллектуальный модем, оптимальные финитные сигналы, рекуррентная оценка параметров, адаптация.

Введение. В системах цифровой телефонии (СЦТ) на качество приема цифровых данных влияют два фактора: межсимвольная интерференция (МСИ) и шум наблюдения [1]. При этом с увеличением скорости цифровых данных доминирующее влияние на снижение качества связи оказывает МСИ. В современных СЦТ для нивелирования МСИ отмечаются два направления.

К первому относятся методы согласования с телефонным каналом связи (ТЛФ КС) только приемника путем введения эквалайзеров, вносящих значительную задержку в принимаемые решения, и реализация приема в целом с применением решающих устройств, основанных на использовании того или иного варианта алгоритма Витерби [2]. Следует отметить, что помехоустойчивость этих устройств оценивается лишь приближенно, а обработка принимаемых сигналов сопряжена с высокой сложностью реализации.

Второе направление связано с реализацией интеллектуальных модемов [3], в которых оптимизируется не только приемник, но и передатчик СЦТ. Излагаемый в статье материал относится ко второму направлению и базируется на работах [4, 5]. Здесь на основе информации о состоянии частотно-ограниченного шумового ТЛФ КС решается задача формирования на передаче и приеме оптимальных финитных во времени сигналов (ОФС), принципиально не вызывающих МСИ на выходе канала, и использовании простого метода поэлементного приема ОФС на согласованный фильтр (СФ). Методы этого направления не приводят к задержке принимаемых решений, относительно просты в реализации и позволяют точно оценить помехоустойчивость СЦТ [5].

Реализация оптимальных модемов первого и второго направлений в условиях нестационарности шумового канала связи тесно связана с проблемой оценки его характеристик (импульсной реакции или передаточной функции, корреляционных свойств шума наблюдения и др.). В большей степени это требуется для синтеза ОФС в интеллектуальных модемах [4, 5].

Модель СЦТ подробно исследована в [5]. Она содержит блок преобразования двоичных в многоуровневые символы, формирователь ОФС на входе канала, когерентный модулятор на передаче, шумовой ТЛФ КС, когерентный демодулятор на приеме, фильтр, согласованный с ОФС на выходе канала, решающее устройство и блок перевода многоуровневых символов в двоичные. Считается, что системы восстановления несущей (СВН) и тактовой частоты (СВТЧ) СЦТ обеспечивают идеальную синхронизацию. Поэтому в работе анализируется низкочастотный эквивалент (НЧЭ) когерентного модема СЦТ.

Цель исследования. Предполагая, что импульсная реакция низкочастотного эквивалента телефонного канала связи (НЧЭ ТЛФ КС) задана с точностью до неизвестной граничной частоты, определяющей формы ОФС на входе и выходе канала, в работе реализуется метод ее рекуррентной оценки при наличии шума наблюдения.

Адаптивный НЧЭ когерентного модема. В настоящее время в связи с бурным развитием микропроцессорных технологий управления разнесенными модемами в СЦТ все большее внимание уделяется интеллектуальным адаптивным модемам [2]. Схема взаимодействия адаптивных модемов в СЦТ показана на рис. 1.

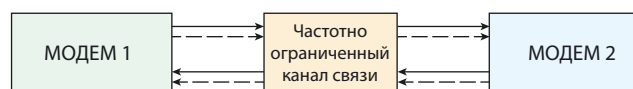


Рис. 1. Схема взаимодействия модемов в СЦТ

Здесь сплошные связи характеризуют передачу полезной информации взаимодействующих модемов, пунктирные — передачу служебной информации. Процедура адаптации к изменяющимся характеристикам шумового ТЛФ КС определяется путем зондирования его специальным тестовым сигналом, формируемым в передающем модеме. В приемном модеме по данному сигналу оцениваются характеристики и параметры ТЛФ КС. Информация о них затем используется в передающем модеме для оптимизации его структуры, включающей, в частности, синтез формы ОФС, не вызывающих МСИ на выходе ТЛФ КС и т.д.

Схема НЧЭ когерентного модема 1 с адаптацией по сигналу обратной связи от модема 2 приведена на рис. 2. Здесь по оценкам параметров об импульсной реакции $q_F(t) = q(t, F)$ НЧЭ ТЛФ КС, полученным в блоке оценки параметров (БОП) НЧЭ ТЛФ КС, в блоке ОФС синтезируются финитные во времени (как на входе, так и на выходе

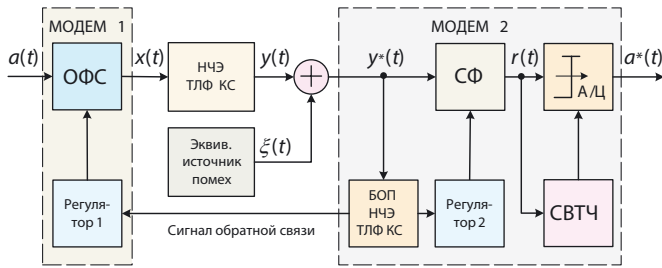


Рис. 2. Схема НЧЭ когерентного модема 1 с адаптацией по сигналу обратной связи от модема 2

ТЛФ КС) сигналы длительностью T , не вызывающие МСИ и обеспечивающие в середине посылки максимум ОСШ на входе СФ приема. При этом ОФС на входе и выходе НЧЭ ТЛФ КС 8-го порядка определяются соотношениями [4]:

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \varepsilon \{q_F(0, 5T - t) - \\
 &- \sum_{k=0}^7 \lambda_k [q_F^{(k)}(T - t) + (-1)^k q_F^{(k)}(-t)]\}, \quad 0 \leq t \leq T; \\
 y(t) &= \varepsilon \{Q_F(0, 5T - t) - \\
 &- \sum_{k=0}^7 \lambda_k [Q_F^{(k)}(T - t) + (-1)^k Q_F^{(k)}(-t)]\}, \quad 0 \leq t \leq T.
 \end{aligned} \tag{1}$$

Импульсная реакция и ее производные $q_F^{(k)}(t)$, $k = \overline{0, 7}$, а также канальная функция и ее производные $Q_F^{(k)}(t)$, $k = \overline{0, 7}$, в (1), соответственно, равны

$$\begin{aligned}
 q_F^{(k)}(t) &= \frac{(2\pi F)^{k+5}}{8} \sum_{l=0}^3 q_l e^{-s_{F,l} t} \sin[c_{F,l} t + (k-3)(\pi/2 + \varphi_l)]; \\
 Q_F^{(k)}(t) &= \frac{(2\pi F)^{k+1}}{16} \sum_{l=0}^7 e^{-s_{F,l} t} \sin[c_{F,l} t + \varphi_l + k(\pi/2 + \varphi_l)], \quad t \geq 0,
 \end{aligned} \tag{2}$$

где

$$\begin{aligned}
 s_{F,l} &= 2\pi F \sin \varphi_l; \quad c_{F,l} = 2\pi F \cos \varphi_l; \\
 q_l &= 1 / \left[c_{F,l} \prod_{i=1}^4 (s_{F,i} - s_{F,l}) \right]; \quad \varphi_l = (2l + 1)\pi / 16.
 \end{aligned}$$

Надо иметь в виду, что канальная функция $Q_F(t)$, необходимая для синтеза ОФС $y(t)$ на выходе НЧЭ ТЛФ КС, зависит от импульсной реакции [4]:

$$Q_F(t) = \int_0^\infty q_F(\tau) q_F(\tau + |t|) d\tau, \tag{3}$$

а ее производные удовлетворяют следующему условию:

$$Q_F^{(k)}(-t) = (-1)^k Q_F^{(k)}(t), \quad k = \overline{0, 7}.$$

Кроме того, ОФС в (1) зависят от множителей Лагранжа, которые находятся из решения следующей системы линейных уравнений:

$$\begin{aligned}
 \sum_{l=0}^7 \lambda_l (2\pi F)^{l-1} [e^{-s_{F,l} T/2} \cos(\varphi_{l,k} + c_{F,k} T/2) - \\
 - (-1)^l e^{s_{F,l} T/2} \cos(\varphi_{l,k} - c_{F,k} T/2)] = b_k, \quad k = \overline{0, 7},
 \end{aligned} \tag{4}$$

где $b_k = 1 - |\sin(k-1)\pi/2|$.

Из соотношений (2)–(4) следует, что формы ОФС в (1) зависят только от одного параметра, а именно от граничной

частоты F НЧЭ ТЛФ КС, определяемой по уровню ослабления его АЧХ в 3 дБ.

Полагая, что случайно изменяющимся параметром шумового НЧЭ ТЛФ КС является величина F , основной задачей исследования адаптивного модема становится синтез алгоритма оптимальной оценки частоты F^* , формируемой в БОП НЧЭ ТЛФ КС (рис. 2) по тестовому сигналу. Перейдем к решению этой задачи на основе цифровой модели НЧЭ ТЛФ КС.

Математическая модель НЧЭ ТЛФ КС. Отклик линейного НЧЭ ТЛФ КС

$$y^*(t) = y(t) + \xi(t) = \int_0^t q_F(\tau) x(t - \tau) d\tau + \xi(t), \tag{5}$$

где $x(t)$ — ОФС на входе канала; $y(t)$ — ОФС на выходе канала; $\xi(t)$ — аддитивный шум наблюдения; F — граничная частота АЧХ НЧЭ ТЛФ КС; $q_F(t)$ — импульсная реакция, определяемая из (2) при $k = 0$.

При цифровой обработке наблюдаемого на приеме сигнала $y^*(t)$ соотношение (5) представляется в виде дискретной свертки

$$y_m^* = \sum_{i=1}^L q_{F,i} x_{m-i} + \xi_i, \tag{6}$$

где y_m , $q_{F,i}$, x_{m-i} — последовательности, рассматриваемые в дискретные моменты времени $t_i = i\Delta t$, $t_m = m\Delta t$, $t_{m-i} = (m-i)\Delta t$, Δt — интервал дискретизации.

Обработку последовательности y_m^* , $m = 1, 2, 3, \dots$, будем осуществлять блоками выборок размера L . Тогда, для любого момента t_k на основе (6) приходим к следующему представлению отклика НЧЭ ТЛФ КС:

$$\begin{bmatrix} y_1^* \\ y_2^* \\ \dots \\ y_L^* \end{bmatrix}_k = \begin{bmatrix} x_0 & x_{-1} & \dots & x_{-L+1} \\ x_1 & x_0 & \dots & x_{-L+2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{L-1} & x_{L-2} & \dots & x_0 \end{bmatrix}_k \cdot \begin{bmatrix} q_1(F) \\ q_2(F) \\ \dots \\ q_L(F) \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \\ \dots \\ \xi_L \end{bmatrix}_k, \tag{7}$$

или в векторно-матричных обозначениях

$$\mathbf{y}^* = \mathbf{X} \mathbf{q}(F) + \boldsymbol{\xi}, \tag{8}$$

где \mathbf{y}^* — вектор-столбец результатов наблюдений; \mathbf{X} — тестовая матрица; $\mathbf{q}(F)$ — вектор-столбец импульсной реакции канала с неизвестным параметром F ; $\boldsymbol{\xi}$ — вектор-столбец шумов наблюдений с корреляционной матрицей \mathbf{R}_ξ .

Алгоритм рекуррентной оценки граничной частоты F^* . Как следует из выше изложенного, для синтеза ОФС в модуляторе интеллектуального модема и его приема в демодуляторе на СФ требуется знать только импульсную реакцию $q_F(t)$. Полагая, что параметр F импульсной реакции медленно изменяется во времени, решим задачу получения ее оптимальной оценки F^* по результатам наблюдения за \mathbf{y}_k^* , $k = 1, 2, \dots$. Эта задача относится к классу некорректно поставленных задач по Адамару [6]. Так как $q_{F,i}$ — нелинейная функция от F , то имеем дело с нелинейной, некорректной по Тихонову, задачей [7]. Рассмотрим рекуррентный алгоритм ее решения с помощью результатов работы [7].

Итак, на основе обработки \mathbf{y}^* требуется рекуррентно оценить параметр F_j , $j = 1, 2, \dots, i$. Предположим, что в окрестности оценки F_j^* известна некоторая опорная оценка F_{j0}^* [8], а для получения оптимальной оценки F_j^* воспользуемся минимизацией эмпирического риска в форме функционала Тихонова [6, 7]:

$$M_i(F_1, F_2, \dots, F_i) = \sum_{j=1}^i \{ [\mathbf{y}_j^* - \mathbf{X}_j \mathbf{q}(F_j)]^T \mathbf{R}_\xi^{-1} [\mathbf{y}_j^* - \mathbf{X}_j \mathbf{q}(F_j)] + (F_j - F_{j0}^*)^2 / D_{j0} \}, \quad (9)$$

где D_{j0} — дисперсия погрешности оценивания величины F_j^* . В этом случае искомая оценка

$$F_i^* = \underset{F_1, F_2, \dots, F_i}{\operatorname{arg\,min}} M_i(F_1, F_2, \dots, F_i). \quad (10)$$

Для определения оптимальной оценки F_i^* необходимо приравнять нулю частную производную от $M_i(F_1, F_2, \dots, F_i)$ в (9) по F_i . В результате получаем

$$\frac{\partial}{\partial F_i} M_i(\circ) = \frac{\partial}{\partial F_i} \sum_{j=1}^i \left\{ \boldsymbol{\varepsilon}^T(F_j) \mathbf{R}_\xi^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}(F_j) + \frac{(F_j - F_{j0}^*)^2}{D_{j0}} \right\} = -2 [\mathbf{X}_i \mathbf{q}'(F_i)]^T \mathbf{R}_\xi^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}(F_i) + 2 \frac{(F_i - F_{i0}^*)}{D_{i0}} = 0, \quad (11)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}(F_i) = [\mathbf{y}_i - \mathbf{X}_i \mathbf{q}(F_i)]$ и $\mathbf{q}'(F_i) = \partial \mathbf{q}(F_i) / \partial F_i$ нелинейно зависят от F_i .

Для нахождения оценки F_i^* в замкнутой форме разложим вектор-функцию $\mathbf{q}(F_i)$ в опорной точке F_{i0}^* в ряд Тейлора. Ограничившись членами нулевого и первого порядка, приходим к уравнению

$$\mathbf{q}(F_i) = \mathbf{q}(F_{i0}^*) + \mathbf{q}'(F_{i0}^*) (F_i - F_{i0}^*). \quad (12)$$

Если F_i^* с течением времени t_i изменяется незначительно, то в качестве опорной можно выбрать оценку, вычисленную на предыдущем интервале, т.е. $F_{i0}^* = F_{i-1}^*$ [8]. Тогда, путем подстановки (12) в (11), алгоритм оценки F_i^* приводится к виду:

$$F_i^* = F_{i-1}^* + \mathbf{c}_i^T [\mathbf{y}_i - \mathbf{X}_i \mathbf{q}(F_{i-1}^*)], \quad i = 0, 1, 2, \dots, \quad (13)$$

где

$$\mathbf{c}_i = \alpha_i \mathbf{R}_\xi^{-1} \mathbf{z}_i, \quad \mathbf{z}_i = \mathbf{X}_i \mathbf{q}'(F_{i-1}^*); \quad \alpha_i = (D_{i-1}^{-1} + \mathbf{z}_i^T \mathbf{R}_\xi^{-1} \mathbf{z}_i)^{-1}; \quad (14)$$

$$D_i = D_{i-1} - \mathbf{c}_i^T \mathbf{z}_i D_{i-1} = (1 - \mathbf{c}_i^T \mathbf{z}_i) D_{i-1} \quad (15)$$

с начальными значениями $F_0 = \text{const}$, $D_0 = \text{const}$.

Полученный алгоритм рекуррентной оценки граничной частоты существенно зависит от обратной корреляционной матрицы \mathbf{R}_ξ^{-1} шума наблюдения.

Оценка обратной корреляционной матрицы шума наблюдения. Считая, что первая половина передаваемого тестового

сигнала равна нулю, отклик НЧЭ ТЛФ КС содержит только шумовую составляющую, т.е. $y^*(t) = \xi(t)$. Полагаем, что шум наблюдения $\xi(t)$ представляет собой стационарный коррелированный случайный процесс. Тогда, для оценки обратной матрицы \mathbf{R}_ξ^{-1} шума наблюдения можно использовать его разностное представление в системе с линейным предсказанием [8, 9], характеризуемой соотношениями:

$$e_i = \xi_i - \xi_{p,i}; \quad \xi_{p,i} = \mathbf{a}_i^T \boldsymbol{\xi}_{i-1}, \quad i = 1, 2, \dots \quad (16)$$

Здесь $\xi_i, \xi_{p,i}$ — соответственно, отсчеты исходного и предсказанного значений шума наблюдения; e_i — отсчеты его сигнала погрешности предсказания; $\mathbf{a}_i^T = (a_1, a_2, \dots, a_m)_i$ — вектор-строка коэффициентов линейного предсказания (КЛП); m — число КЛП; $\boldsymbol{\xi}_{i-1}^T = (\xi_{i-1}, \xi_{i-2}, \dots, \xi_{i-m})$.

Полагаем, что шум описывается моделью авторегрессии с неизвестными КЛП. Тогда, минимизируя взвешенную среднеквадратичную погрешность вида:

$$\sigma_i^2 = \sum_{l=0}^i v^{i-l} e_l^2 = \sum_{l=0}^i v^{i-l} (\xi_l - \boldsymbol{\xi}_{l-1}^T \mathbf{a}_l)^2, \quad (17)$$

определим рекуррентные оценки КЛП и обратной корреляционной матрицы [9]:

$$\mathbf{a}_i = \mathbf{a}_{i-1} + \mathbf{k}_i (\xi_i - \boldsymbol{\xi}_{i-1}^T \mathbf{a}_{i-1}), \quad \mathbf{k}_i = \mathbf{R}_{\xi,i}^{-1} \boldsymbol{\xi}_{i-1}; \quad (18)$$

$$\mathbf{R}_{\xi,i}^{-1} = [\mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1} - \mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1} \boldsymbol{\xi}_{i-1} (\nu + \boldsymbol{\xi}_{i-1}^T \mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1} \boldsymbol{\xi}_{i-1})^{-1} \boldsymbol{\xi}_{i-1}^T \mathbf{R}_{\xi,i-1}^{-1}] / \nu. \quad (19)$$

Здесь начальные условия: $\mathbf{a}_0 = \mathbf{0}$, $\mathbf{R}_{\xi,0}^{-1} = b \mathbf{E}_m$, где $\mathbf{0}$ — нулевой вектор; \mathbf{E}_m — единичная матрица размера $m \times m$; b — большое положительное число (например, $b = 200$).

Эксперимент. Результаты проверки работоспособности метода рекуррентной оценки граничной частоты НЧЭ ТЛФ КС получены с помощью системы MATLAB и проиллюстрированы на рис. 3. В качестве тестового сигнала на входе НЧЭ ТЛФ КС использовался сигнал вида единичного скачка (рис. 3, а). Отклик канала вычислялся по (6) с учетом импульсной реакции, определяемой из (2). В качестве шума наблюдения моделировалась гаусс-марковская последовательность. Получаемый на приеме сигнал (рис. 3, б) характеризуется ОСШ, равным 5 дБ. Рекуррентную оценку граничной частоты $F_T = 1,55$ кГц (рис. 3, в) с начальным значением $F_0 = 1$ кГц проводили по алгоритму (13)—(15), в котором учтена производная от импульсной реакции (2), определяемая соотношением [10]:

$$q'(t, F) = \frac{\partial}{\partial F} q(t, F) = \sum_{i=0}^7 q_i e^{-F_i \sin \varphi_i} [C_{ii} \cos(F_i \cos \varphi_i) + S_{ii} \sin(F_i \cos \varphi_i)], \quad t \geq 0, \quad (20)$$

где

$$C_{ii} = (1 - F_i \sin \varphi_i) + F_i \cos \varphi_i \operatorname{tg}(3\varphi_i);$$

Зависимости δ_F и $D_{\Delta F}$ от ОСШ в НЧЭ ТЛФ КС

ОСШ	дБ	-15	-10	-5	0	5	10	20	30
δ_F	%	9,490	5,994	1,974	0,981	0,529	0,026	0,013	0,006
$D_{\Delta F}$	Гц ²	$2,310 \cdot 10^{-1}$	$1,226 \cdot 10^{-1}$	$4,091 \cdot 10^{-2}$	$1,438 \cdot 10^{-2}$	$5,217 \cdot 10^{-3}$	$1,657 \cdot 10^{-3}$	$1,585 \cdot 10^{-4}$	$1,578 \cdot 10^{-5}$

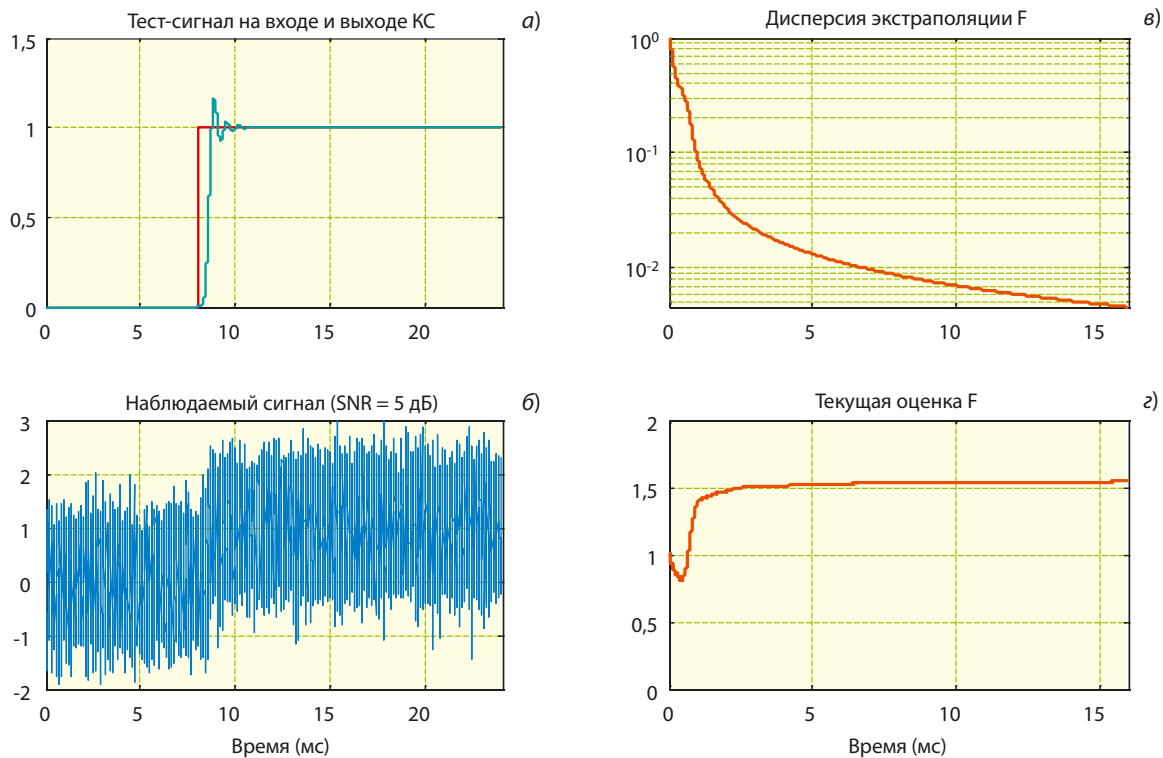


Рис. 3. Результаты экспериментального исследования алгоритма рекуррентной оценки граничной частоты НЧЭ ТЛФ КС

$$S_{it} = (1 - F_t \sin \varphi_t) \operatorname{tg}(3\varphi_k) - F_t \cos \varphi_t.$$

Точность текущей оценки характеризуется зависимостью дисперсии экстраполяции граничной частоты (рис. 3, в) с начальным значением $D_0 = 1$.

При фиксированном интервале наблюдения, равном 15 мс, относительная погрешность оценки граничной частоты $\delta_F = |F_* - F_T| / F_T$, выраженная в процентах, и дисперсия экстраполяции оценки $D_{\Delta F}$ зависят от ОСШ в канале связи. Результаты этих зависимостей приведены в таблице.

Синтез адаптивного оптимального модема. После получения оптимальной оценки граничной частоты F^* по алгоритму (13)—(15) в соответствие с соотношениями (2) и (3) рассчитываются: импульсная реакция и ее производные $q_{F^*}^{(k)}(t)$, $k = \overline{0,7}$, канальная функция и ее производные $Q_{F^*}^{(k)}(t)$, $k = \overline{0,7}$, а так же множители Лагранжа λ_k , $k = \overline{0,7}$. Теперь синтез ОФС осуществляется в соответствии с соотношениями в (1). Оптимальный прием ОФС на выходе канала происходит на СФ с импульсной реакцией $h_{SF}(t) = y(T-t)$, определяемой в соответствии с вычисленной формой ОФС $y(t)$.

Заключение. Разработанная теория и методика синтеза оптимального интеллектуального модема для системы цифровой телефонии позволяют точно определить потенциальную помехоустойчивость СЦТ при точном значении F в соответствии с результатами работы [5]. При оптимальных оценках F^* помехоустойчивость СЦТ близка к потенциальной. Основанием для этого служит работа [7], в которой утверждается, что рекуррентные оценки параметров, получаемые на основе минимизации эмпирического риска в форме функционала Тихонова (10), асимптотически оптимальны по критерию минимума среднеквадратической погрешности, т.е. асимптотически несмещенные и эффективные.

Результаты проведенного исследования на примере оценки граничной частоты НЧЭ ТЛФ КС полностью подтверждают этот вывод, что проиллюстрировано экспериментальными данными, приведенными на рис. 3 и в таблице.

ЛИТЕРАТУРА

1. Беллами Дж. Цифровая телефония: Пер с англ./ Под ред. А.Н. Берлина, Ю.Н. Чернышова.— М.: Эко-Трендз, 2004.— 640 с.
2. Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах.— М.: Радио и связь, 1991.— 288 с.
3. Лагутенко О.И. Современные модемы.— М.: Эко-Трендз, 2002.— 343 с.
4. Санников В.Г. Синтез финитных сигналов Найквиста, согласованных с телефонным каналом связи // Электросвязь.— 2012.— № 5.— С. 9—12.
5. Санников В.Г. Помехоустойчивость системы передачи оптимальных финитных сигналов по телефонному каналу связи // Электросвязь.— 2013.— № 5.— С.39—44.
6. Тихонов А.Н., Гончарский А.В., Степанов В.В., Ягола А.Г. Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация.— М.: Наука, 1983.— 198 с.
7. Шлома А.М. О решении операторных уравнений при неполной информации // Журнал вычислительной математики и математической физики.— 1966.— Т. 36. № 3.— С.15—27.
8. Орищенко В.И., Санников В.Г., Свириденко В.А. Сжатие данных в системах сбора и передачи информации / Под ред. В.А. Свириденко.— М.: Радио и связь, 1985.— 184 с.
9. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Пер. с англ. под ред. проф. Б.Р. Левина.— М.: Связь, 1976. (СТС, вып. 6).— 496 с.
10. Санников В.Г. Синтез адаптивного когерентного модема в системе цифровой телефонии // Материалы междунар. науч.-техн. семинара «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» СИНХРО-ИНФО-2013, 30 июня — 3 июля 2013 г., Ярославль / Под ред. А.В. Пестрякова.— М.: ООО «Брис-М».— С. 161—164.

Получено 13.10.13