

ЛИТЕРАТУРА

1. **Волчков В. П.** Синтез рекуррентных m -фильтров с заданной амплитудно-частотной характеристикой // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Сер. Информатика и прикладная математика. — Белгород: Изд-во БелГУ, 2006. — Вып. 3, № 2 (31). — С. 195—201.
2. **Волчков В. П.** Фидуциальное оценивание m -стационарных гауссовских случайных процессов // Радиотехника и электроника. — 1997. — Т. 42, № 2. — С. 150—160.
3. **Трахтман А. М., Трахтман В. А.** Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. — М.: Сов. радио, 1975. — 208 с.
4. **Волчков В. П., Поборчая Н. Е.** Представление случайных процессов векторной рекуррентной циркулянтной моделью второго порядка // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал ИРЭ РАН), № 12, 2013. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec13/14/text.pdf>

Получено 03.02.14

УДК 621.395

АНАЛИЗ РАБОТЫ КОМПЕНСАТОРА ИСКАЖЕНИЙ КАМ-СИГНАЛА, НАБЛЮДАЕМОГО НА ФОНЕ АДДИТИВНОГО ШУМА

Н. Е. Поборчая, доцент МТУСИ, к.т.н.; n.poborchaya@mail.ru

Проведен анализ работы компенсатора искажений QAM-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума. Проведено сравнение двух алгоритмов компенсации (вариационного алгоритма и процедуры нелинейной фильтрации) при разных моделях фазовых шумов и шумов наблюдений по точности и вероятности ошибки на символ, достигаемой при приеме сигнала после компенсации. Вычислительный эксперимент показал, что синтезированные алгоритмы устойчивы к отклонению закона распределения шума наблюдения от гауссовского.

Ключевые слова: оценка, выборка, нелинейная фильтрация, регуляризирующий алгоритм, модифицированный метод наименьших квадратов, компенсатор искажений, негауссовский шум.

Введение. Процедуры компенсации искажений, не связанные с видом тестовой последовательности, позволяют оценивать параметры по детектируемым информационным символам. Неизвестные параметры всегда определяют при наличии фазового шума. Для того чтобы провести компенсацию искажений сигнала, необходимо сначала определить его параметры и амплитудно-фазовый разбаланс между квадратурной и синфазной компонентами. Таким образом, задача сводится к оценке параметров случайного процесса на фоне шума.

Синтез алгоритмов рассмотрим на примере компенсации искажений сигнала квадратурной амплитудной модуляции (КАМ, М-QAM), наблюдаемого на фоне аддитивного негауссовского белого шума. Предлагаются два подхода: метод нелинейной фильтрации и вариационный алгоритм [1, 2].

Постановка задачи. Рассмотрим КАМ-сигнал $\mathbf{z}_i = \mathbf{S}_i(\Theta_i)$, наблюдаемый на фоне шума μ_i :

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{z}_i + \mu_i.$$

Здесь $i = \overline{1, m}$ — дискретное время, $m = T_0 / \Delta t$, T_0 — время наблюдения, Δt — интервал дискретизации;

$\Theta_i = (a_{1i} \dots a_{pi} \varphi_i \Delta f_i \gamma_i \Delta \varphi_i b_{ci} b_{si})^T$ — вектор оцениваемых параметров («Т» — оператор транспонирования);

$\mathbf{y}_i = (y_{is} y_{ic})^T$, $\mu_i = (\mu_{is} \mu_{ic})^T$; $\mathbf{S}_i(\bullet) = (z_{is} z_{ic})^T$ — нелинейная вектор-функция. Она описывается квадратурными компонентами сигнала z_{is}, z_{ic} [3, 4]:

$$z_{is} = \gamma_i A \sum_{k=1}^i g(\Delta t i - kT - \tau_i) (I_{kq} \sin(\Theta_{ik} + \Delta \varphi_i) + J_{kr} \cos(\Theta_{ik} + \Delta \varphi_i)) + b_{si};$$

$$z_{ic} = A \sum_{k=1}^i g(\Delta t i - kT - \tau_i) (I_{kq} \cos(\Theta_{ik}) - J_{kr} \sin(\Theta_{ik})) + b_{ci},$$

где $\Theta_{ik} = \Delta \omega_i (\Delta t i - \tau_i) + \varphi_i$, φ_i — случайная фаза, образованная фазами генераторов на передающей и приемной стороне, а также задержкой в канале распространения; τ_i — задержка сигнала, возникающая при работе генератора тактовой синхронизации; $\Delta \omega_i = 2\pi \Delta f_i$, Δf_i — частота, оставшаяся от снятия несущей.

Параметры γ_i , $\Delta \varphi_i$ представляют собой разбаланс по амплитуде и фазе, соответственно; b_{ci}, b_{si} — медленно меняющиеся «постоянные» составляющие квадратурных компонент сигнала;

$I_{kq} = (2q - 1 - \sqrt{M})d$, $J_{kr} = (2r - 1 - \sqrt{M})d$ — информационные амплитуды, принимающие дискретные значения, $q, r = \overline{1: \sqrt{M}}$, $2d$ — расстояние между соседними амплитудами; A — амплитуда сигнала;

$(m_1 - 1)T \leq \Delta t i - \tau_i \leq m_1 T$, T — длительность символа $I_k(J_k)$, (J_k) , $m_1 = 1, n$, $n = T_0 / T$; a_{1i}, \dots, a_{pi} — амплитуды основного импульса сигнала и $p - 1$ «хвостов» прошлых импульсов в i -й момент времени, полученных в результате межсимвольной интерференции;

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t / T) \cos(\beta \pi t / T)}{\pi t / T \sqrt{1 - 4\beta^2 t^2 / T^2}}$$

— импульсная характеристика (ИХ) канала, частотная характеристика которого имеет вид «приподнятого косинуса»; $\beta \in [0; 1]$ — коэффициент ската.

Решать задачу будем при следующих условиях.

1. Процесс μ_i — стационарный, негауссовский; $\mathbf{Q} = E(\mu_i \mu_i^T) = \sigma_\mu^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}$ — ковариационная матрица шумов наблюдения известна, $E\mu_i \mu_j^T = 0_{2 \times 2}$ при $i \neq j$, E — оператор математического ожидания; $\mathbf{I}_{2 \times 2}$ — единичная матрица размером 2×2 .

2. $\tau_i = \text{const}$.

3. $\Delta f_i \neq 0 = \text{const}$.

4. $\Delta \varphi_i = \text{const}$, $\gamma_i = \text{const}$.

5. $b_{ci} = \text{const}$, $b_{si} = \text{const}$.

6. Последовательность символов I_k, J_k известна.

7. Амплитуда A и форма импульса $g(t)$ сигнала неизвестны.

8. Амплитуды a_{1i}, \dots, a_{pi} за время наблюдения не зависят от времени, $a_{ki} = a_k, k = 1: p$.

Требуется по выборке $y_i, i = 1: n$ найти оценку $\hat{\Theta}$ вектора Θ .

Решение задачи. Задержку сигнала τ_i определяли отдельно по алгоритму, рассмотренному в [5]. Для метода нелинейной фильтрации выражения для оценок имеют вид [6]:

$$\begin{aligned} \hat{\Theta}_i &= \hat{\Theta}_{i-1} + \mathbf{L}\mathbf{K}_i(y_i - \mathbf{S}_i(\hat{\Theta}_{i-1})), \quad i = \overline{1:m}; \\ \hat{\mathbf{z}}_i &= \mathbf{D}_{i-1} \hat{\mathbf{f}}_i, \quad \mathbf{K}_i = \mathbf{P}\mathbf{D}_{i-1}^T (\mathbf{D}_{i-1} \mathbf{P}\mathbf{D}_{i-1}^T + \mathbf{Q})^{-1}; \\ \mathbf{P}_i &= \mathbf{P}_{i-1} + \mathbf{W}_i \mathbf{B}\mathbf{W}_i^T; \quad \mathbf{P}_i = \mathbf{P}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{D}_{i-1} \mathbf{P}_i. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $\mathbf{P}_i = E(\mathbf{f}_i - \hat{\mathbf{f}}_{i-1})(\mathbf{f}_i - \hat{\mathbf{f}}_{i-1})^T$ — ковариационная матрица ошибок экстраполяции. Начальные условия: $\hat{\Theta}_0, \mathbf{P}_0$ — из априорных сведений. Матрица \mathbf{D}_{i-1} и вектор $\mathbf{F}(\Theta_i) = \mathbf{f}_i$ зависят от порядка тейлоровского приближения нелинейной функции $\mathbf{z}_i = \mathbf{S}_i(\Theta_i)$ уравнения наблюдений; $\mathbf{B} = \sigma_\zeta^2 \mathbf{I}_{(p+6) \times (p+6)}$ — ковариационная матрица шумов динамической системы, сильно влияющая на сходимость алгоритма фильтрации; $\mathbf{I}_{(p+6) \times (p+6)}$ — единичная матрица размером $(p+6) \times (p+6)$.

Поскольку в данном случае имеем дело с некорректно поставленной задачей (решаемая система недоопределена: размерность вектора наблюдений y_i меньше размерности вектора оцениваемых параметров динамической системы Θ_i), то оценки (1) в конце работы алгоритма следует переписать методом наименьших квадратов. Для этого формируем вектор оценок фазы $\hat{\varphi}_{cij} = 2\pi\Delta f_j T i + \hat{\varphi}_j, \hat{\varphi}_{sij} = \hat{\varphi}_{cij} + \Delta\varphi_j, i = \overline{i_0:m}, j = \overline{1:N}$ — номер реализации, тогда $\mathbf{B}_{\varphi,j} = \mathbf{A}_\varphi \hat{\mathbf{X}}_j$. Здесь

$$\hat{\mathbf{X}}_j = (\Delta f_j \quad \hat{\varphi}_j \quad \Delta\hat{\varphi}_j); \quad \mathbf{B}_{\varphi,j} = (\hat{\varphi}_{c_{i_0j}} \quad \dots \quad \hat{\varphi}_{c_{mj}} \quad \hat{\varphi}_{s_{i_0j}} \quad \dots \quad \hat{\varphi}_{s_{mj}})^T;$$

$$\mathbf{A}_\varphi = \begin{pmatrix} 2\pi T i_0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2\pi T m & 1 & 0 \\ 2\pi T i_0 & 1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 2\pi T m & 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Выражение для оценок принимает вид:

$$\hat{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}_\varphi^T \mathbf{A}_\varphi)^{-1} \mathbf{A}_\varphi^T \mathbf{B}_\varphi. \quad (2)$$

Для вариационного алгоритма вектор оценок параметров случайного сигнала находится следующим образом [5]:

$$\hat{\Theta}_l = \hat{\Theta}_{l-1} + \mathbf{L}\mathbf{K}_l(\mathbf{Y}_m - \mathbf{S}(\hat{\Theta}_{l-1})), \quad l = \overline{1:M_0}, \quad (3)$$

где

$$\mathbf{K}_l = (\sigma_\mu^2 \mathbf{I}_{(p+7) \times (p+7)} + \lambda_l \mathbf{P}_l \mathbf{D}_{l-1}^T \mathbf{D}_{l-1})^{-1} \lambda_l \mathbf{P}_l \mathbf{D}_{l-1}^T;$$

$$\mathbf{P}_l = \mathbf{P}_{l-1} + \mathbf{W}\mathbf{W}^T \sigma_\zeta^2;$$

$$\mathbf{P}_l = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1}) \mathbf{P}_{l-1} (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1})^T + \mathbf{K}_l \mathbf{Q} \mathbf{K}_l^T + (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1}) \mathbf{P}_{l-1} \mathbf{K}_l^T + \mathbf{K}_l \mathbf{P}_{l-1}^T (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1})^T;$$

$$\mathbf{P}_{l-1} = E(\hat{\mathbf{f}}_{l-1} \mu^T) = \mathbf{K}_{l-1} \mathbf{Q} + (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{l-1} \mathbf{D}_{l-2}) \mathbf{P}_{l-2};$$

\mathbf{I} — единичная матрица размером $(p+7) \times (p+7)$.

Начальные условия: $\mathbf{P}_{0f\mu} = \mathbf{0}_{(p+7) \times 2m}$; $\mathbf{P}_0, \hat{\Theta}_0$ — из априорных сведений. Нахождение значения множителя Лагранжа λ_l состоит в решении уравнения

$$\frac{\|\mathbf{Y}_m - \mathbf{S}(\hat{\Theta}_l, \lambda_l)\|^2}{2(m-1)} = \sigma_\mu^2.$$

Тогда

$$\lambda_l \approx \frac{\sqrt{2n} \sigma_\mu \left(\frac{\|\mathbf{Y}_m - \mathbf{S}(\hat{\Theta}_{l-1})\|}{\sqrt{2(m-1)}} - \sigma_\mu \right)}{\|\mathbf{D}_{l-1} \mathbf{P}_{l-1}^T\|}.$$

Здесь

$$\mathbf{Y}_m = (y_{ms} \quad \dots \quad y_{1s} \quad y_{mc} \quad \dots \quad y_{1c})_{2m \times 1}^T;$$

$$\mathbf{S}(\Theta_l) = \begin{pmatrix} \mathbf{S}_s(\Theta_l) \\ \mathbf{S}_c(\Theta_l) \end{pmatrix}; \quad \mathbf{S}_s(\Theta_l) = (z_{ms} \quad \dots \quad z_{1s})_{m \times 1}^T;$$

$$\mathbf{S}_c(\Theta_l) = (z_{mc} \quad \dots \quad z_{1c})_{m \times 1}^T.$$

Замечание. В исследуемых алгоритмах модель фазовых шумов считалась неизвестной.

На рис. 1 изображена структурная схема компенсатора амплитудно-фазового разбаланса между синфазной и квадратурной составляющей сигнала при $p = 3$. Компенсация происходит по следующему алгоритму:

$$\begin{aligned} r_{ci} &= ((y_{is} - \hat{b}_s) \sin(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta t i) / (\hat{\gamma}) + \\ &+ (y_{ic} - \hat{b}_c) \cos(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta t i + \Delta\hat{\varphi}) / (\hat{a}_1 \cos(\Delta\hat{\varphi})) - \\ &- \hat{a}_2 \hat{I}_{i-1} / \hat{a}_1 - \hat{a}_3 \hat{I}_{i-2} / \hat{a}_1; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} r_{si} &= ((y_{is} - \hat{b}_s) \cos(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta t i) / (\hat{\gamma}) - \\ &- (y_{ic} - \hat{b}_c) \sin(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta t i + \Delta\hat{\varphi}) / (\hat{a}_1 \cos(\Delta\hat{\varphi})) - \\ &- \hat{a}_2 \hat{J}_{i-1} / \hat{a}_1 - \hat{a}_3 \hat{J}_{i-2} / \hat{a}_1, \end{aligned}$$

где $\hat{I}_{i-1}, \hat{J}_{i-1}, \hat{I}_{i-2}, \hat{J}_{i-2}$ — информационные символы на выходе детектора в прошлые моменты времени.

Моделирование. Рассмотрим работу регуляризующего алгоритма (3) и процедуры нелинейной фильтрации (1), (2) при разных моделях фазового шума и объемах анализируемой выборки сигнала, а также при гауссовской и равномерной плотности распределения аддитивного шума [7, 8].

Моделирование проведено для следующих данных: $M = 64$; $p = 3$; $A = 3$; $\gamma = 0,5$; $\Delta f = 180,7$ Гц; $T = 0,25$ мкс; $\Delta t = T$, т.е. взят один отсчет на импульс; $\beta = 0,116$; $b_1 = 1$; $b_2 = -0,1$; $b_3 = 0,03$; $\varphi_0 = \pi / 12$; $\Delta\varphi = \pi / 18$; $b_c = 1,3$; $b_s = 2$. Кроме того, тейлоровское разложение нелинейной функции уравнения наблюдения $\mathbf{S}_i(\Theta_i)$ имеет первый порядок; параметр $\sigma_\zeta^2 = 10^{-6}$ одинаков для двух методов. Тактовая синхронизация идеальная, межсимвольная интерференция отсутствует. Начальные условия:

$$\hat{\Theta}_0 = (1 \ 0 \ 0 \ -2\pi/3 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0)^T.$$

1. Фазовый шум — процесс нестационарный, описываемый моделью

$$\varphi_i = \varphi_{i-1} + \alpha_i, \alpha_i = b_0\zeta_{i\varphi} + b_1\zeta_{i-1\varphi} + b_2\zeta_{i-2\varphi}, \quad (4)$$

где $E\zeta_{i\varphi} = 0$; $E\zeta_{i\varphi}^2 = \sigma_{\zeta\varphi}^2$; $E\zeta_{i\varphi}\zeta_{j\varphi} = 0$ при $i \neq j$; $\zeta_{i\varphi}$ — формирующий гауссовский шум. На рис. 2 изображена реализация процесса φ_i .

Реализации сигнала на выходе компенсатора приведены на рис. 3: а) — регуляризующий алгоритм (3); б) — метод нелинейной фильтрации (1), (2). Рисунок иллюстрирует одну из реализаций сигнала на выходе компенсатора при $q_c = 27$ дБ, $q_s = 21$ дБ, СКО фазового шума = 1° . Ошибки компенсации определяются алгоритмами (1), (2) и (3) при объеме обрабатываемой выборки $m = 2000$.

Рис. 4 показывает зависимость СКО по фазам $ско\varphi_c$, $ско\varphi_s$; рис. 5 — СКО по постоянным составляющим $скоb_c$, $скоb_s$; квадратурных компонент сигнала 64-QAM; рис. 6 — по амплитудно-фазовому разбалансу $ско\gamma$, $ско\Delta\varphi$; рис. 7 — по частоте $ско\Delta f$ от объема анализируемой выборки и рис. 8 — СКО оценивания по сигналу $скоz_s$ от отношения сигнал/шум (ОСШ) при $m = 2000$.

Обозначения для гауссовских шумов: «черный» — алгоритм (3), $M_0 = 30$; «синий» — процедура (1), (2). Для равномерных шумов: «красный» — алгоритм (3), $M_0 = 30$; «зеленый» — процедура (1), (2). Рис. 9 показывает оценку вероятности ошибки корреляционного приема сигнала КАМ-64 от ОСШ на символ. Обозначения: «черный» — при идеальном оценивании параметров сигнала; «синий» — при СКО, по-

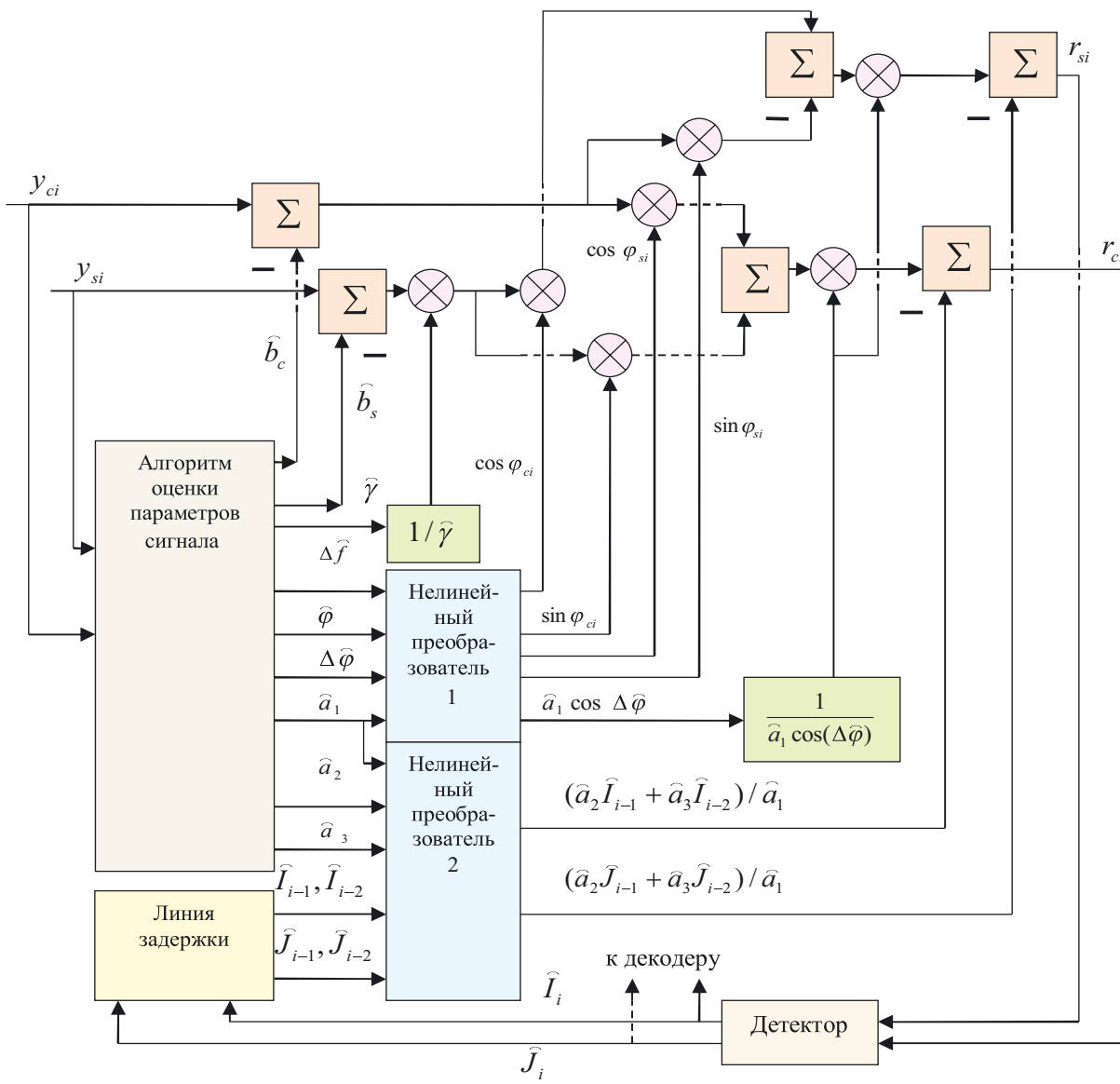


Рис. 1

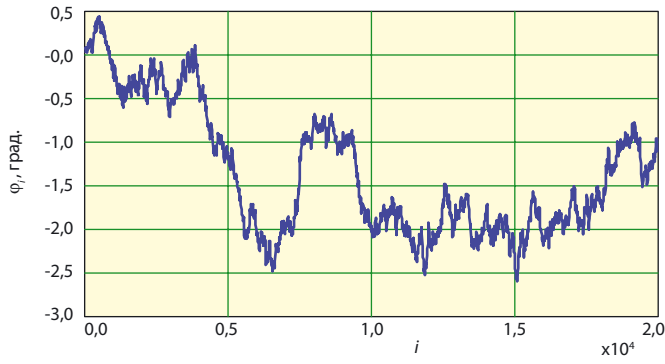


Рис. 2

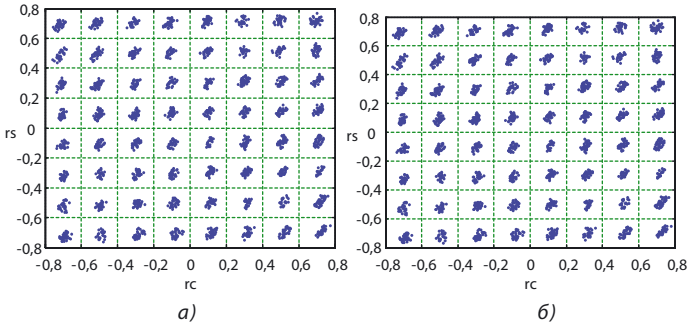


Рис. 3

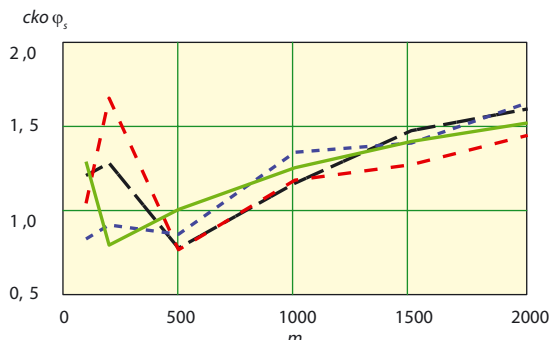
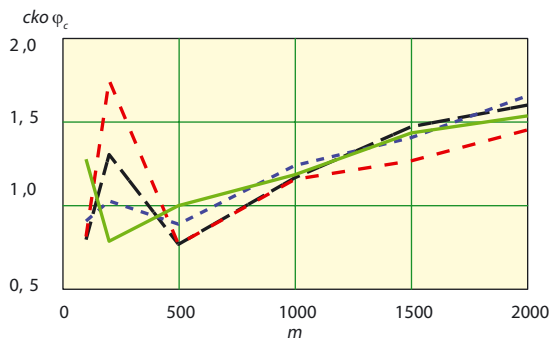


Рис. 4

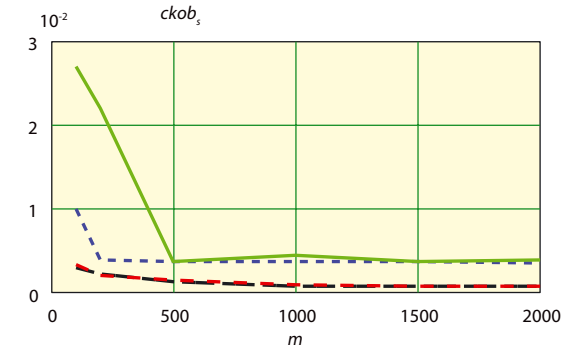
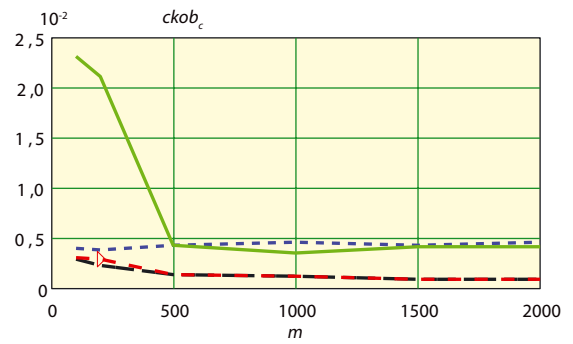


Рис. 5

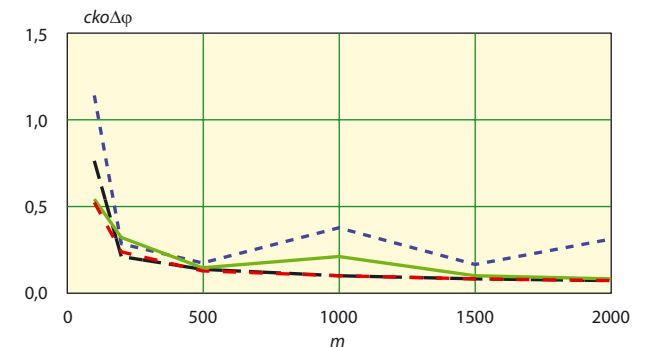
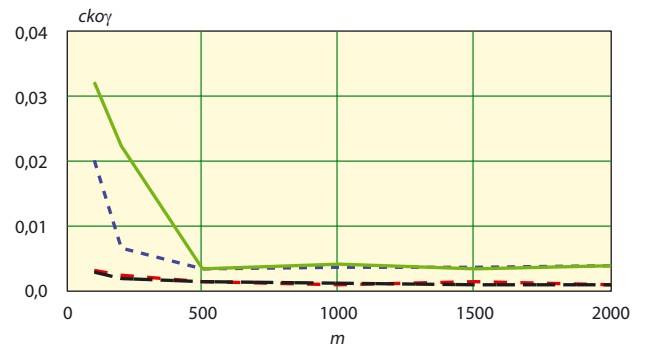


Рис. 6

лучаемых в результате работы алгоритма (3); «красный» — при СКО после процедур (1), (2).

2. Фазовый шум — процесс стационарный с моделью

$$\varphi_i = \varphi_0 + b_0 \zeta_{i\varphi} + b_1 \zeta_{i-1\varphi} + b_2 \zeta_{i-2\varphi}, \quad (5)$$

где $E\zeta_{i\varphi} = 0$; $E\zeta_{i\varphi}^2 = \sigma_{\zeta\varphi}^2$; $E\zeta_{i\varphi}\zeta_{j\varphi} = 0$ при $i \neq j$; $\zeta_{i\varphi}$ — формирующий гауссовский шум. На рис. 10 изображена реализация стационарного процесса φ_i . Рис. 11 иллюстрирует вероятность ошибки на символ от ОСШ. Оценка параметров сигнала производилась по выборке объемом $m = 2000$.

На рис. 12 приведена вероятность ошибки на символ при шуме наблюдения, сформированном из равномерно распределенного стационарного случайного процесса η_i (модель скользящего среднего второго порядка):

$$\mu_i = c_0 \eta_i + c_1 \eta_{i-1} + c_2 \eta_{i-2},$$

где $c_0 = 1$; $c_1 = 0,6$; $c_2 = 0,3$;

$$E(\eta_i) = \mathbf{0}; E(\eta_i \eta_i^T) = \sigma_{\eta}^2 \mathbf{I}_{2 \times 2}; E(\eta_i \eta_j^T) = \mathbf{0}; i \neq j.$$

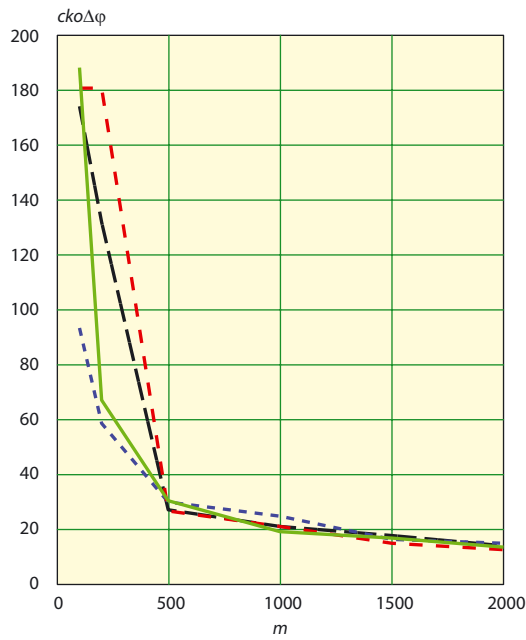


Рис. 7

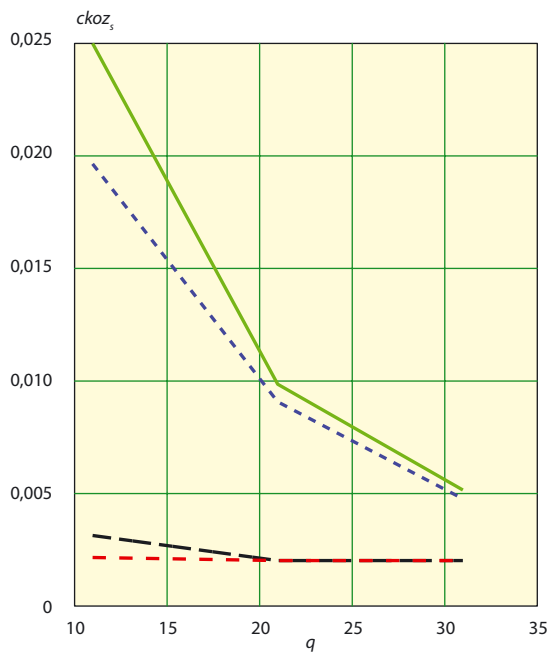


Рис. 8

При стационарном фазовом шуме вариационный алгоритм (3) обеспечивает прием сигнала на фоне равномерного аддитивного шума с меньшей вероятностью ошибки по сравнению с процедурой (1), (2) (рис. 11). Например, $P_{\text{ош}} = 3,5 \cdot 10^{-4}$ при использовании алгоритма (3) достигается при $q = 22$ дБ, а $P_{\text{ош}} = 4,3 \cdot 10^{-4}$ (1), (2) обеспечивают при $q = 24$ дБ. Выигрыш составляет 2 дБ при работе алгоритмов (1), (2) и (3) с выборкой принимаемого сигнала, содержащего тестовую последовательность, объемом $m = 2000$.

Далее рассмотрим, как изменится поведение вероятности ошибки на символ от ОСШ, если для оценки неизвестных параметров КАМ-сигнала будет использоваться тестовая последовательность длиной $m = 500$ (рис. 13).

Для гауссовских шумов: $P_{\text{ош}} = 3,7 \cdot 10^{-3}$ при использовании алгоритма (3) достигается при $q = 22$ дБ,

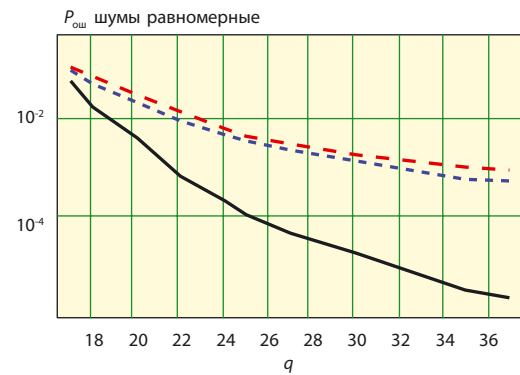
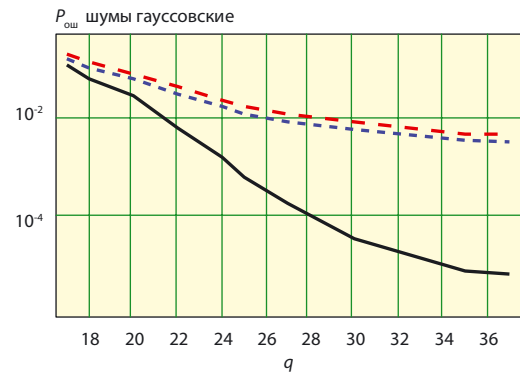


Рис. 9

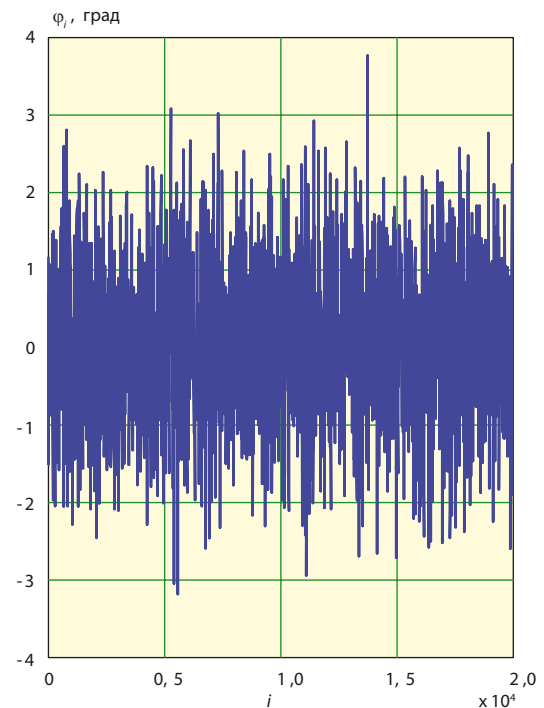
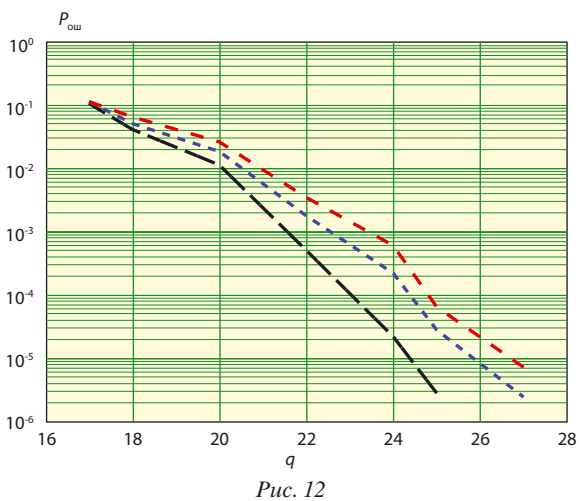
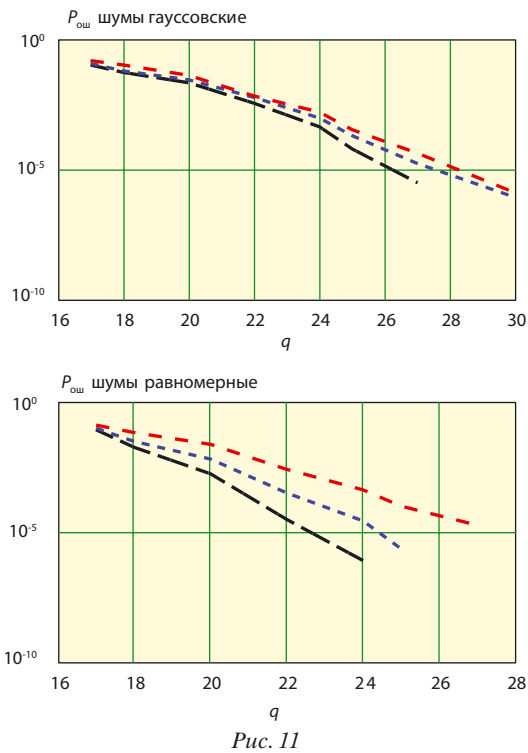


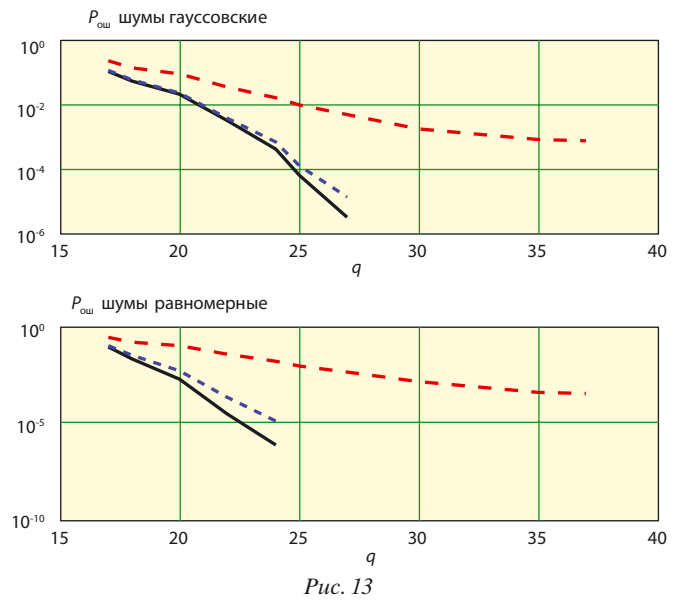
Рис. 10

а $P_{\text{ош}} = 4,9 \cdot 10^{-3}$ (1), (2) обеспечивается при $q = 27$ дБ. Выигрыш составляет 5 дБ. Для равномерно распределенных шумов: $P_{\text{ош}} = 5,3 \cdot 10^{-3}$ процедура (3) обеспечивает при 20 дБ, а алгоритм (1), (2) $P_{\text{ош}} = 4,1 \cdot 10^{-3}$ при 27 дБ, т.е. выигрыш около 7 дБ.

Выводы. Наличие фазового шума, как нестационарного процесса с растущей от времени дисперсией, сильно влияет на качество приема сигнала. При такой неблагоприятной ситуации необходима идентификация модели



фазовых шумов. Синтезированные алгоритмы устойчивы к отклонению закона распределения шума наблюдения от гауссовского. Регуляризирующий алгоритм (3) по точности оценивания неизвестных параметров сигнала превосходит процедуру нелинейной фильтрации (1), (2) и дает выигрыш в энергетической эффективности 5–6 дБ при детектировании информационных символов, если оценка параметров сигнала производилась по тестовой последовательности длиной $m = 500$.



ЛИТЕРАТУРА

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов.— М.: Радио и связь, 1983.
2. Тихонов А. Н., Леонов А. С., Ягола А. Г. Нелинейные некорректные задачи.— М.: Наука, Физматлит, 1995.
3. Прокис Дж. Цифровая связь / Пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского.— М.: Радио и связь, 2000.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь / Пер. с англ. Под ред. В. И. Журавлева.— М.: Радио и связь, 2000.
5. Поборчая Н. Е. Алгоритмы фазовой синхронизации КАМ-сигнала при неполной информации // Электросвязь.— 2012.— № 5.— С. 17–19.
6. Поборчая Н. Е. Оценка дрейфа постоянных составляющих и разбаланса по фазе и амплитуде КАМ-сигнала на фоне аддитивного белого шума в условиях априорной неопределенности методом нелинейной фильтрации / Сборник трудов НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания».— Йошкар-Ола, 25–27 июня 2012.— С. 61–67.
7. Поборчая Н. Е. Методы совместной оценки дрейфа постоянных составляющих и амплитудно-фазового разбаланса КАМ-сигнала на фоне аддитивного белого шума // Электросвязь.— 2013.— № 5.— С. 24–26.
8. Поборчая Н. Е. Анализ методов совместной компенсации искажений КАМ-сигнала на фоне аддитивного негауссовского шума // Сборник трудов «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов инфокоммуникациях».— Ярославль, 30 июня–3 июля 2013.— С. 174–180.

Получено 20.01.14