



УДК 621.396: 681.326

А. Ф. Верлань, д-р техн. наук, **В. В. Орлов**, канд. техн. наук
Ин-т проблем моделирования
в энергетике им. Г. Е. Пухова НАН Украины
(Украина, 03164, Киев, ул. Генерала Наумова, 15,
тел.(044) 4241063, E-mail: vorlov@ukr.net)

Анализ требований к разрядности адаптивного решетчатого фильтра выделения сигналов в условиях помех

Проведен анализ требований к разрядности адаптивного решетчатого фильтра, требуемой для выделения и обнаружения сигналов на фоне коррелированных помех. Определены зависимости между разрядностью, вероятностями ошибок обнаружения сигналов и потерями при подавлении помехи.

Проведено аналіз вимог до розрядності адаптивного ґратчастого фільтру, потрібної для виділення і виявлення сигналів на тлі корельованих перешкод. Визначено залежності між розрядністю, вірогідністю помилок виявлення сигналів і втратами при заглушуванні завад.

Ключевые слова: разрядность, адаптация, обнаружитель, решетчатый фильтр.

Проектирование цифровых систем выделения и обнаружения сигналов в условиях помех с неизвестными параметрами связано с нахождением компромисса при обеспечении ряда важнейших характеристик: эффективности подавления помех и обнаружения сигналов, объема аппаратурных затрат и выбора разрядности вычислительных средств [1—4].

В настоящее время для анализа разрядности адаптивных компенсаторов помех и обнаружителей сигналов основное внимание уделяется методам имитационного моделирования [2, 4]. Однако при исследовании эффективности обнаружителей и расчете вероятностей ошибок возникают значительные затруднения, связанные с большими объемами моделирования. Для систем с обратными связями предложен метод аналитического моделирования адаптивных компенсаторов помех с ограниченной разрядностью [5].

Для адаптивных систем с прямыми связями методы аналитического анализа разрядности, особенно при реализации на каскадных и каскадно-

мостовых структурах изучены недостаточно [6]. В связи с этим представляет интерес разработка аналитического метода моделирования ошибок, вызываемых конечной разрядностью адаптивного решетчатого фильтра (РФ), построенного в виде последовательных элементарных каскадов подавления помех. При этом актуальной задачей является определение требований к разрядной сетке адаптивного цифрового РФ при обеспечении заданных показателей эффективности компенсации коррелированных помех и вероятности обнаружения сигнала.

Исследуем влияние разрядности представления обрабатываемых данных и весовых коэффициентов фильтра на качество подавления помехи и эффективность обнаружения сигнала.

Модели процессов и систем. Модель входного процесса, полученного в результате дискретизации с постоянным периодом, представим в виде выборки X из N отсчетов аддитивной смеси сигнала с помехой, которая подчиняется нормальному закону распределения вероятностей [4]:

$$\omega(X) = (2\pi/a)^{-Na/2} |R_N|^{-a/2} \exp\{-0,5a(X-S)^T R_N^{-1}(X-S)\},$$

где $X = V + S$ — вектор размера N выборки входного процесса, содержащий аддитивную смесь помехи V и сигнала S ; R_N — ковариационная матрица помех $N \times N$; a — параметр представления действительных ($a = 1$) или комплексных ($a = 2$) векторов; T — знак транспонирования и комплексного сопряжения (если сигналы и помехи представлены в комплексной форме).

Широкое распространение получила модель сигнала известной формы со случайными амплитудой u и начальной фазой φ_0 в виде вектора отсчетов $S = u S_0 \exp(j\varphi_0)$, где S_0 — вектор, определяющий известный закон модуляции сигнала; $j = \sqrt{-1}$; амплитуда u подчиняется закону Релея, а начальная фаза — равномерному распределению в интервале от 0 до 2π .

Вектор сигнала представим в форме $S = \alpha S_0$, где $\alpha = u \exp(j\varphi_0)$ — комплексная амплитуда принимаемого сигнала, подчиняющаяся нормальному закону с дисперсией $\overline{\alpha^2}$ и нулевым средним [3]. Тогда достаточная статистика $d(X) > c$, сравниваемая с порогом c , имеет вид [4]

$$d(X) = |S_0^T R_N^{-1} X|^2 = |W^T X|^2, \quad W = R_N^{-1} S_0. \quad (1)$$

В случае сигналов неизвестной формы применяется синтез систем компенсации помех по критерию минимума среднего квадрата ошибки. При этом в весовом векторе обработки (1) используются опорные сигналы вида $S_0 = E_i$, в которых i -й элемент равен единице, остальные — нулю.

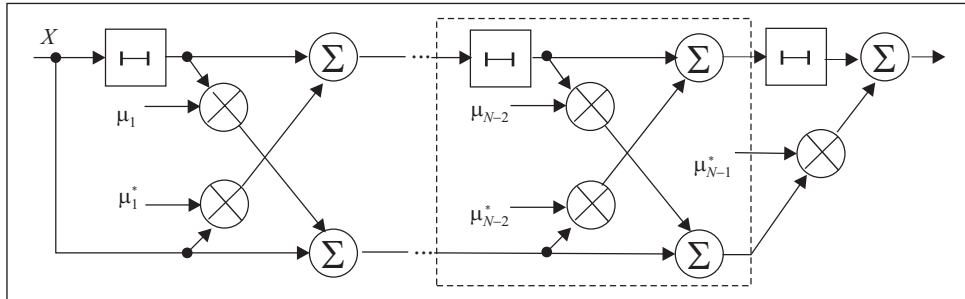


Рис. 1. Адаптивная компенсация помех на РФ

Если информация о параметрах помех отсутствует, возникает необходимость адаптации систем, связанная со значительными трудностями оценивания и обращения неизвестной матрицы R_N . Одним из возможных подходов к упрощению построения адаптивных систем временной обработки, работающих с постоянным периодом обновления данных, является использование структурной избыточности ковариационной матрицы помех, имеющей теплицеву форму. При этом адаптивная система компенсации помех реализуется на РФ (рис. 1), что соответствует опорному сигналу $S_0 = E_N$ и вектору весовых коэффициентов [4]:

$$W_N = R_N^{-1} E_N / E_N^T R_N^{-1} E_N. \quad (2)$$

Процедура оценивания параметров помех при таком построении упрощается и не требует учета всех элементов ковариационной матрицы $N \times N$, а сводится к оцениванию лишь $N-1$ значений коэффициентов отражения μ_i в звеньях РФ [6].

Для аналитического моделирования погрешностей, возникающих при каскадном построении адаптивных систем, рассмотрим матричную модель преобразований в звеньях РФ по методике, описанной в [6]. Отсчеты x_N, y_N процессов на выходе последнего звена определяются в виде матричных преобразований [6] над вектором выборки входного процесса X_N :

$$\begin{pmatrix} x_N \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_1^T \\ W_N^T \end{pmatrix} X_N = M_{N-1} U_{N-1} M_{N-2} U_{N-2} \dots M_1 U_1 \Pi X_N. \quad (3)$$

Здесь $\Pi = \text{diag} \{ I_i \}$ — блочно-диагональная матрица распараллеливания входных отсчетов $2N \times N$ с блоками $I_i = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$; $U_n = \text{diag} \{ u_i \}$ — блочно-

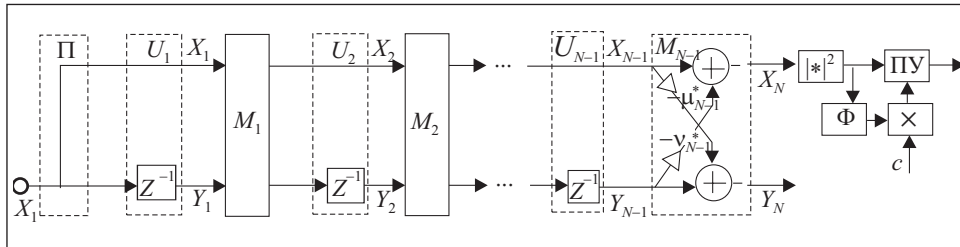


Рис. 2. Структурная схема обнаружителя на основе РФ

диагональная матрица $2(N-n) \times 2(N-n+1)$, описывающая временные задержки, первый и последний столбцы которой нулевые, а блоки имеют вид $u_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$; $M_n = \text{diag} \{m_{ni}\}$ — блочно-диагональная матрица размера $2(N-n) \times 2(N-n)$, реализующая обработку, блоки которой имеют вид

$$m_{ni} = \begin{bmatrix} 1 & -v_{ni}^* \\ -\mu_{ni}^* & 1 \end{bmatrix}, \quad n=1, 2, \dots, N-1;$$

где $i=n, n+1, \dots, N-1$; * — знак комплексного сопряжения.

Обнаружитель, построенный на основе РФ (рис. 2), реализует решающую статистику $d(X) = |W^T X|^2 > c\sigma^2$ с весовым вектором (2). При этом квадрат модуля выходных отсчетов сравнивается в пороговом устройстве (ПУ) с уровнем $c\sigma^2$, где σ — оценка мощности на выходе усредняющего фильтра Φ , для принятия решения об обнаружении сигнала.

В случае конечной разрядности представления входных данных и весовых коэффициентов РФ возникают потери в подавлении помехи. В предлагаемой методике определения потерь используем рекуррентную процедуру расчета эффективности при каскадном построении однотипных звеньев РФ.

Основные соотношения для расчета эффективности РФ. В качестве меры эффективности выберем коэффициент подавления помехи, представляемый отношением мощностей помехи на входе и выходе фильтра $G = \sigma_{\text{вх}}^2 / \sigma_{\text{вых}}^2$. Потери в подавлении помехи определяем с учетом разрядности аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и весовых коэффициентов РФ.

Поскольку в адаптивном режиме весовые коэффициенты РФ отличаются от оптимальных, необходимо установить аналитические соотношения, позволяющие рассчитать мощности сигнала и помех на выходе РФ при произвольных весовых коэффициентах.

Ковариационная матрица выходных процессов x_N, y_N имеет вид

$$\begin{aligned} & \overline{\begin{pmatrix} x_N \\ y_N \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_N & y_N \end{pmatrix}} = \\ & = M_{N-1} U_{N-1} M_{N-2} U_{N-2} \dots M_1 U_1 \Pi R_N (M_{N-1} U_{N-1} M_{N-2} U_{N-2} \dots M_1 U_1 \Pi)^T, \end{aligned} \quad (4)$$

а ковариационные матрицы процессов x_i, y_i , подвергающихся преобразованиям в i -м звене,

$$R_{N-i-1} = M_i U_i R_{N-i} U_i^T (M_i)^T, \quad (5)$$

определяются элементами верхней и нижней поддиагоналей преобразованной матрицы $\{R_{N-i-1}\}_{i,i+1}, \{R_{N-i-1}\}_{i+1,i}$ и равны коэффициентам отражения μ_i, ν_i для i -го звена, подставляемым в блочно-диагональные матрицы M_i . Для матриц теплицевой формы коэффициенты отражения являются равными по модулю и комплексно сопряженными: $\mu_i = \nu_i^*$.

При расчете мощностей сигнала σ_c^2 и помех σ_n^2 на выходе одного из звеньев РФ полагаем, что поступающие на его входы отсчеты x, y обрабатываются с учетом весового коэффициента $\tilde{\rho}$, отличного от оптимального $\rho = -\mu = -\nu$. Тогда среднее значение мощности на выходе i -го из $N-1$ звеньев при неоптимальной обработке с произвольным весом $\tilde{\rho}$ определяем по формуле

$$\sigma_i^2 = \overline{(x_i - \tilde{\rho}_i y_i)^2} = \sigma_x^2 + \tilde{\rho}_i^2 \sigma_y^2 - 2\text{Re} \{ \tilde{\rho}_i \overline{x_i y_i} \}. \quad (6)$$

В соответствии с (6) определяем помехи, описываемые ковариационной матрицей с теплицевой структурой, для которой на входе звена $\sigma^2 = \sigma_x^2 = \sigma_y^2$, а коэффициент отражения ρ_i равен коэффициенту корреляции между x_i, y_i (при оптимальной настройке на подавление помех). Тогда мощности на выходе i -го звена в общем случае $\tilde{\sigma}_i^2$ (при произвольных весах РФ) и при оптимальной настройке весов σ_i^2 имеют вид

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \tilde{\sigma}_{i-1}^2 (1 + \tilde{\rho}_i^2 - 2\text{Re} \{ \tilde{\rho}_i \rho_i^* \}), \quad \sigma_i^2 = \sigma_{i-1}^2 (1 - \rho_i^2). \quad (7)$$

Мощность помех на выходе последнего звена РФ с $N-1$ каскадами определяется произведением коэффициентов передачи последовательно соединенных звеньев,

$$\tilde{\sigma}_n^2 = \tilde{\sigma}_{n,N-1}^2 = \sigma_{n,0}^2 \prod_{i=1}^{N-1} (1 + \tilde{\rho}_i^2 - 2\text{Re} \{ \tilde{\rho}_i \rho_i^* \}), \quad \sigma_n^2 = \sigma_{n,N-1}^2 = \sigma_{n,0}^2 \prod_{i=1}^{N-1} (1 - \rho_i^2), \quad (8)$$

а коэффициент подавления помех — отношением мощностей помех на входе и выходе фильтра: $G = \sigma_{п,0}^2 / \sigma_{п,N-1}^2$. Тогда потери при подавлении помех в i -м звене $\Delta G_i = \tilde{\sigma}_i^2 / \sigma_i^2$, а результирующие потери на выходе фильтра $\Delta G = \prod_{i=1}^{N-1} \Delta G_i$.

Мощность сигнала определяем по аналогичным соотношениям с учетом структурных свойств сигнала. Например, для N -импульсного сигнала S постоянной амплитуды с регулярной структурой $s_i = s_{i-1} \exp\{j\varphi\}$, где φ — межимпульсный набег фазы, $i=2, \dots, N$, нетрудно найти первый коэффициент корреляции $\rho_1 = s_2 s_1^* / s_1^2 = \exp\{j\varphi\}$ и выходную мощность сигнала в виде

$$\tilde{\sigma}_c^2 = \sigma_{c,0}^2 \prod_{i=1}^{N-1} (1 - \tilde{\rho}_i \exp\{j\varphi(i-1)\})^2, \quad \sigma_c^2 = \sigma_{c,0}^2 \prod_{i=1}^{N-1} (1 - \rho_i \exp\{j\varphi(i-1)\})^2. \quad (9)$$

Для расчета эффективности применяем модель помехи с гауссовой формой корреляционной функции, для которой элементы ковариационной матрицы равны: $r_{i,j} = r_{i-j} = (r_{2,1})^{|i-j|}$ [7], где $r_{2,1} = r_1 = \rho_1$ — элемент матрицы R_N , соответствующий первому коэффициенту корреляции r_1 и коэффициенту отражения ρ_1 в первом звене. Учитывая сложность расчетов ρ_i , $i=1, \dots, N-1$, в соответствии с методикой (3)—(5) можно использовать зависимость коэффициентов отражения от номера i звена РФ $\rho_i = \rho_1^i (-1)^{i-1}$ [8], полученную для помех с гауссовой формой корреляционной функции. Поскольку методика (4)—(9) позволяет рассчитать мощности сигнала и помех при произвольных весовых коэффициентах, предлагается применить ее для учета погрешностей оценивания коэффициентов отражения с учетом конечной разрядности.

Кроме того, различие динамических диапазонов изменения весовых коэффициентов и входного процесса приводит к необходимости отдельного анализа погрешностей, возникающих вследствие конечной разрядности аналого-цифрового преобразования и представления весовых коэффициентов.

Анализ погрешностей при конечной разрядности весовых коэффициентов. Исследуем мощность помех на выходе i -го каскада РФ. В случае представления d двоичными разрядами весового коэффициента ρ возникает погрешность δ_ρ . При $d > 8$ применима модель $\tilde{\rho} = \rho + \delta_\rho$ [1] аддитивной смеси истинного значения ρ и случайной величины δ_ρ , которая подчиняется равномерному закону в пределах шага квантования с нулевым средним $\bar{\delta}_\rho = 0$ и дисперсией $\sigma_k^2 = \overline{\delta^2} = B^2 2^{-2d} / 12$. При этом для входного

процесса, описываемого «белым» шумом, обычно погрешность некоррелирована с квантуемой величиной. Поскольку максимальное значение веса ограничено верхней границей динамического диапазона B , для весов, вычисляемых в виде коэффициентов корреляции, динамический диапазон составляет $B = 1$. Мощность помех на выходе i -го звена имеет вид

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \overline{(x_i - (\rho_i + \delta_\rho) y_i)^2}. \quad (10)$$

После раскрытия скобок в (10) и усреднения слагаемых $\overline{x^2} = \overline{y^2} = \sigma_{i-1}^2$ нетрудно получить мощности на выходе цифрового и аналогового звеньев:

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \sigma_{i-1}^2(1 - \rho_i^2 + \sigma_k^2), \quad \sigma_i^2 = \sigma_{i-1}^2(1 - \rho_i^2). \quad (11)$$

Разрядность представления веса, необходимая для достижения уровня потерь 3 дБ в подавлении помехи, определяется подстановкой в соотношение $\Delta G_i = \tilde{\sigma}_i^2 / \sigma_i^2 = 2$ значений мощностей из (11), что приводит к зависимости дисперсии погрешности квантования от величины веса: $(1 - \rho_i^2 + \sigma_k^2) / (1 - \rho_i^2) = 2$. После раскрытия скобок и с учетом неравенства $1 + \rho_i \leq 2$ требования к разрядности определяются из зависимости разрядности d от ρ_i :

$$\sigma_k^2 = 2^{-2d} / 12 = 1 - \rho_i^2 = (1 + \rho_i)(1 - \rho_i) < 2(1 - \rho_i). \quad (12)$$

Таким образом, установлено, что при подавлении помех с высоким коэффициентом корреляции ($\rho_i > 0,99$), когда $|\delta_\rho| \approx 1 - \rho_i$, модель (12) не является состоятельной. В частности, при $\rho_i = 0,99$ разрядность составляет $d > -0,5 \log_{24}(1 - \rho_i) = 1$ бит и не может быть достаточной при компенсации помех. Причиной этого является игнорирование закона распределения вероятностей выходного процесса и статистической связи (коррелированности) между погрешностью δ_ρ и коэффициентом корреляции ρ_i . Учет коэффициента ρ_i в виде коррелированности $\rho_i \delta_\rho > 0$ приводит к следующему выражению для выходной мощности

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \overline{[x_i - y_i(\rho_i + \delta_\rho)]^2} = \sigma_x^2 + \rho_i^2 \sigma_y^2 - 2\rho_i^2 \sigma_x \sigma_y + \overline{\delta_\rho^2} \sigma_y^2 + 2\overline{\delta_\rho \rho_i} \sigma_y^2.$$

Учитывая равенство средних мощностей в первых трех слагаемых, $\sigma_{i-1}^2 = \sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_x \sigma_y$, при условии, что погрешность и квантуемая величина жестко коррелированы, $\rho_i \delta_\rho = \rho_i \sigma_k$, верхнюю границу мощности помех определяем в виде

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \sigma_{i-1}^2(1 - \rho_i^2) + \sigma_{i-1}^2(\sigma_k^2 + 2\sigma_k \rho_i). \quad (13)$$

При подстановке значения дисперсии σ_k^2 в (13) мощность помехи определяем в виде

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \sigma_{i-1}^2(1 - \rho_i^2 + 2 \cdot 2^{-d} / 12 + \rho_i 2^{-d} / \sqrt{3}),$$

откуда следует, что выражение для определения потерь при подавлении помехи $\Delta G_i^p = \tilde{\sigma}_i^2 / \sigma_i^2$ на i -й ступени РФ с коэффициентом отражения ρ_i , представленным d битами, имеет вид

$$\Delta G_i^p = 1 + (2^{-d} / 12 + \rho_i 2^{-d} / \sqrt{3}) / (1 - \rho_i^2). \quad (14)$$

Как видно из (14), для обеспечения уровня потерь 3 дБ ($\Delta G_i^p = 2$) при помехах с коэффициентом корреляции $\rho = 0,99$ необходимая разрядность составляет $d = 8$ бит, что согласуется с результатами статистического моделирования.

Анализ погрешностей квантования входного процесса. Исследуем потери в подавлении помех, связанные с погрешностями аналого-цифрового преобразования процесса, поступающего на вход РФ (см. рис. 2). Положим, что весовые коэффициенты РФ точно настроены на подавление помех. Тогда мощность помех на выходе звена σ_i^2 с учетом ошибок АЦП имеет вид

$$\begin{aligned} \tilde{\sigma}_i^2 = \overline{[(x_i + \delta_x) - (y_i + \delta_y)\rho_i]^2} &= \overline{(x_i^2 + y_i^2 - 2\rho_i x_i y_i)} + 2\overline{x_i \delta_x} + \\ &+ \overline{\delta_x^2} + \rho_i^2 \overline{y_i \delta_y} + \rho_i^2 \overline{\delta_y^2} - 2\rho_i \overline{(x_i \delta_y + y_i \delta_x + \delta_x \delta_y)}. \end{aligned} \quad (15)$$

Основное отличие цифрового представления весовых коэффициентов от входного процесса состоит в том, что $|\rho_i| \leq 1$ и веса соответствуют коэффициентам корреляции. Верхняя граница B входного процесса должна в несколько раз превышать среднеквадратическое значение помехи для исключения явлений ограничения и декорреляции помехи. Тогда при одинаковом числе разрядов представления весовых коэффициентов и входного процесса наблюдается различие погрешностей квантования в B раз, т.е. $\bar{\delta} = B\bar{\delta}_p = B2^{-d} / 2$.

Положим, что $\sigma_k^2 = \bar{\delta}_x^2 = \bar{\delta}_y^2 = B^2 2^{-2d} / 12$, где $B = 2\sigma_i$. Из коррелированности отсчета $x \delta_x = y \delta_y = \sigma_{i-1}^2 \sigma_k$ и погрешности квантования $\overline{x_i y_i} = \rho \sigma_{i-1}^2$ следует, что взаимные корреляции определяются в виде $y_i \delta_x = x_i \delta_y = \rho \sigma_{i-1} \sigma_k$. Тогда после раскрытия скобок в (15), перемножения, усреднения и отбрасывания слагаемых второго порядка $\delta_x \delta_y$ и δ^2 среднее мощности приводим к следующему виду:

$$\tilde{\sigma}_i^2 = \sigma_{i-1}^2 + 2\sigma_{i-1} \sigma_k (1 + \rho_i - 2\rho_i^2).$$

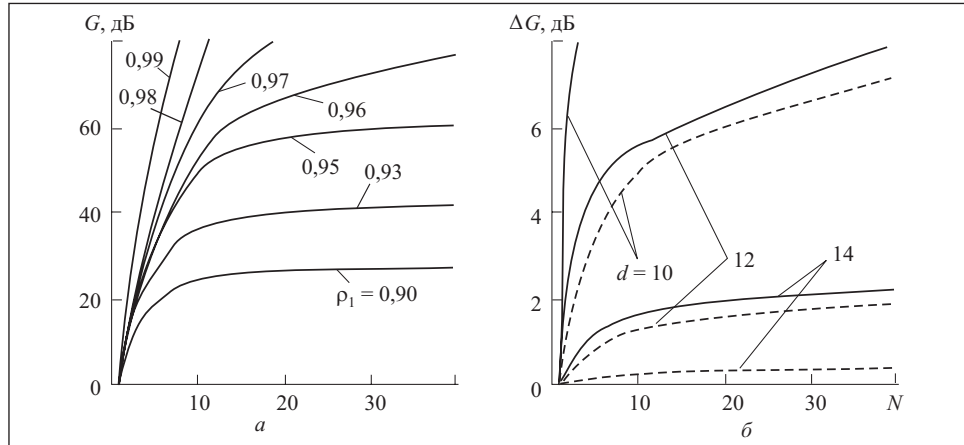


Рис. 3. Зависимости эффективности подавления помех от размера обрабатываемой выборки N : a — без квантования; b — с учетом конечной разрядности; — — $\rho_1 = 0,99$; - - - $\rho_1 = 0,95$

После подстановки значения σ_k выражение для верхней границы потерь при подавлении помехи $\Delta G_i^{\rho} = \tilde{\sigma}_i^2 / \sigma_i^2$ принимает вид

$$\Delta G_i^x = 1 + (1 + \rho_i - 2\rho_i^2) B 2^{-d} / \sqrt{3} / (1 - \rho_i^2). \quad (16)$$

Результирующие потери, обусловленные квантованием весов и обрабатываемых процессов, равны произведению потерь (14) и (16) всех звеньев:

$$\Delta G = \prod_{i=1}^{N-1} \Delta G_i^x \Delta G_i^{\rho} = \prod_{i=1}^{N-1} \left(1 + \frac{2^{-d} / 12 + \rho_i 2^{-d} / \sqrt{3}}{1 - \rho_i^2} \right) \left(1 + \frac{(1 + \rho_i - 2\rho_i^2) B 2^{-d} / \sqrt{3}}{1 - \rho_i^2} \right). \quad (17)$$

Для определения верхней границы B должны быть учтены диапазоны изменения помех и сигналов. Поэтому на входе АЦП необходимо наличие нормирователя мощности $\sigma_{вх}^2 = 1$, а динамический диапазон должен быть $B \geq (2 \dots 3) \sigma_{вх}$ [2] для эффективного оценивания коррелированных помех, что приводит к дополнительному увеличению разрядности АЦП не более чем на 2 бита.

В случае отсутствия коррелированных помех необходимо внести коррекцию динамического диапазона и разрядности АЦП для исключения возможного ограничения амплитуды сигнала, так как искомое отношение

сигнал/шум $q \gg 1$. При этом коэффициенты решетчатого фильтра оцениваются по некоррелированным шумам и близки к нулю, а мощность на выходе усредняющего фильтра Φ (см. рис. 2) $\sigma^2 = 1$ определяется только уровнем шумов. Динамический диапазон определяется отношением сигнал/шум, зависящим от задаваемых вероятностей ложной тревоги F и правильного обнаружения D .

Известно [7], что связь между вероятностями и необходимым отношением сигнал/шум для сигнала со случайной амплитудой и начальной фазой имеет вид $F = \exp\{-c\}$, $D = \exp\{-c/(1+q)\}$, $D = F^{1/(1+q)}$, где c — пороговый уровень; $q = \sigma_c^2 / \sigma^2$ — отношение сигнал/шум перед порогом обнаружения. Заданные вероятностные характеристики обеспечиваются при $q = -1 + \ln F / \ln D$. Учитывая, что для случайного сигнала верхняя граница B должна быть $B^2 \geq q$, предлагается расширить границу в два раза: $B = (-2 + 2 \ln F / \ln D)^{0.5}$. При этом $\log_2 B$ определяет добавочное число битов АЦП.

При обеспечении вероятностей $D = 0,9$ и $F = 10^{-4}$ динамический диапазон равен пяти, а разрядность АЦП необходимо увеличить по сравнению с d на $\log_2 B = 3$ бита. В случае более высоких требований к вероятностям ошибок обнаружения $F < 10^{-8}$, $D > 0,99$ требования к разрядности существенно возрастают.

Эффективность подавления помех. Для исследования эффективности необходимо создать модель сигнально-помеховой обстановки. С целью упрощения расчетов мощности по (8) и (17) используем модель помех с гауссовой формой корреляционной функции и подстановкой коэффициентов отражения i -го каскада в виде $\rho_i = \rho_1^i (-1)^{i-1}$.

На рис. 3, а представлены зависимости эффективности подавления помехи G (8) от размера обрабатываемой выборки N , построенные для помех с гауссовой формой корреляционной функции и первым коэффициентом корреляции в диапазоне $\rho_1 = 0,9 \dots 0,99$. Как видно из графиков, потенциальная эффективность подавления помехи при $\rho_1 < 0,93$ реализуется фильтрами размера $N < 20$, а в случае коррелированных помех при $\rho_1 > 0,96$ требуется увеличение каскадов подавления в два раза и более.

Для анализа разрядности при $D = 0,9$ и $F = 10^{-4}$ на рис. 3, б построены зависимости потерь (17) при коэффициенте подавления помехи ΔG от N в случае квантования $d = 10, 12$ и 14 битами. Как видно из рис. 3, при задаваемом коэффициенте подавления помех до 70 дБ и 14 -разрядном представлении данных гарантированные потери при подавлении помех не превышают 2 дБ. Следует заметить, что увеличение размера фильтра не всегда приводит к существенному увеличению коэффициента подавления

помех (в некоторых ситуациях), тогда как потери в результате конечной разрядности могут быть значительными. Так, при помехах с коэффициентом корреляции $\rho_1 \leq 0,95$ применение фильтра размера $N > 20$ практически не приводит к увеличению эффективности (см. рис. 3, а), а потери вследствие конечной разрядности (см. рис. 3, б, штриховая линия, $d = 10$ бит) при увеличении значения N существенно возрастают.

Выводы

Анализ погрешностей, возникающих при моделировании адаптивного решетчатого фильтра с учетом конечной разрядности, позволил решить следующие задачи:

1. Определить расчетные соотношения для мощностей помех и сигнала на выходе фильтра при произвольных весовых коэффициентах, отличающихся от оптимальных и получить простые формулы расчета эффективности для помех с гауссовой формой корреляционной функции.

2. Найти верхние границы потерь при подавлении помехи в зависимости от соотношения разрядностей представления входных данных, весовых множителей и вероятностей ошибок обнаружителя.

3. Установить, что в некоторых помеховых ситуациях увеличение размера фильтра не приводит к существенному повышению эффективности, а лишь к увеличению потерь вследствие конечной разрядности.

Таким образом, определены требования к разрядности представления входных данных и весовых коэффициентов цифрового решетчатого фильтра в зависимости от размера фильтра и параметров эффективности обнаружения сигналов на фоне помех.

Quantization of adaptive lattice filter required for isolation and detection of signals on the background of correlated noises has been analyzed. The relations between word length, detection probability of signals and losses in clutter suppression are defined.

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М. : Мир, 1978. — 848 с.
2. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е изд.: Пер. с англ. — М. : Изд. дом «Вильямс», 2008. — 992 с.
3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники: В 3-х кн. Кн. 1. — М. : Сов. радио, 1974. — 552 с.
4. Монзинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ./ Под ред. В. А. Лексаченко. — М. : Радио и связь, 1986. — 448 с.
5. Hero A. O., Gupta R. Optimal bit allocation for the quantized lms adaptive algorithm // Proc. of the IEEE Workshop on Statistical Signal and Array Processing. — Portland, OR, Sept., 1998. — P. 128 — 131.

6. Баранов П. Е., Ретина С. В. Динамические характеристики адаптивных решетчатых фильтров // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. — 1991. — № 3. — С. 28—32.
7. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. /Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я. Д. Ширмана. — М. : Радиотехника, 2007. — 512 с.
8. Джаковити Д., Скарано Д. О свойстве коэффициентов частичной корреляции стационарных процессов с гауссовой корреляционной функцией // ТИИЭР. — 1987. — 75, № 7. — С. 106—107.

Поступила 09.07.10;
после доработки 28.02.11

ВЕРЛАНЬ Анатолий Федорович, д-р техн. наук, зав. отделом Ин-та проблем моделирования в энергетике им. Г. Е. Пухова НАН Украины. В 1956 г. окончил Киевский политехнический ин-т. Область научных исследований — методы математического и компьютерного моделирования в задачах исследования динамических систем, электрических цепей; численные методы и алгоритмы решения интегральных уравнений.

ОРЛОВ Владимир Викторович, канд. техн. наук, докторант Ин-та проблем моделирования в энергетике им. Г. Е. Пухова НАН Украины. В 1980 г. окончил Одесский политехнический ин-т. Область научных исследований — математическое моделирование адаптивных систем обнаружения и распознавания сигналов.