

УДК 621.391.26:519.2

АЛГОРИТМЫ АДАПТИВНОЙ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ БЛОКАМИ НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ДИСКРИМИНАТОРОВ С ПРЯМОЙ И ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В. М. Артюшенко¹, В. И. Воловач²

¹ ГБОУ ВО МО «Технологический университет»,
141070 Московская область, г. Королев, ул. Гагарина, д. 42

² ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»,
445017, Самарская область, г. Тольятти, ул. Гагарина, дом № 4

Статья поступила в редакцию 20 февраля 2018 г.

Аннотация. Рассмотрены вопросы синтеза алгоритмов адаптивной нелинейной обработки сигналов, реализуемых с помощью блоков нелинейного преобразования с прямой связью и с обратной связью, в условиях воздействия негауссовских помех с неизвестной плотностью распределения мгновенных значений либо ее огибающей. Показано, что для построения адаптивных блоков нелинейного преобразования с прямой связью могут быть использованы алгоритмы оценки параметров линейной модели плотности распределения вероятности помехи, представленной в виде обобщенного полинома разложения в ряд по линейно независимым функциям, а также нелинейных моделей. Получены расчетные соотношения, позволяющие определить значения оптимальных параметров настройки для блоков нелинейного преобразования с амплитудной характеристикой в виде обобщенного полинома, а также величину соответствующего им максимального коэффициента подавления помехи. Показано, что для предложенных алгоритмов свойственны энергетические потери, складывающиеся из потерь, вызванных несоответствием принятой модели амплитудной характеристики оптимальной, и потерь в рамках названной модели, вызванных ограничениями объема обучающейся выборки. Показано, что для построения адаптивных блоков нелинейного преобразования с обратной связью могут быть использованы вероятностные итеративные алгоритмы и алгоритмы с измерением коэффициента подавления помехи; для реализации первых из них требуется

возможность дифференцирования целевой функции по параметрам настройки. Предложен алгоритм измерения реального коэффициента подавления помехи с использованием пилот-сигнала в блоках нелинейного преобразования с произвольной амплитудной характеристикой.

Ключевые слова: плотность распределения вероятностей мгновенных значений воздействующей помехи, адаптивный блок нелинейного преобразования, амплитудная характеристика.

Abstract. We considered the issues of synthesis of the algorithms for adaptive non-linear signal processing using feed-forward and feed-back nonlinear blocks under the influence of non-Gaussian noise with unknown density of distribution of instantaneous values or its envelope. It is shown that to plot the adaptive feed-nonlinear blocks, the algorithms for estimating the parameters of linear model of probability density function of noise can be used. This model is presented in the form of a generalized polynomial of decomposition in a series of linearly independent functions, and, also, in the form of nonlinear models. These algorithms were implemented by using nonlinear blocks of discriminators with feed-forward and with approximation of the optimal amplitude characteristic for broadband and narrowband channels to process signals influenced by non-Gaussian noise with unknown distribution of instantaneous values or with its envelope. The mathematical formulas were obtained, allowing us to determine both the values of optimal settings for nonlinear blocks with the amplitude characteristic in the form of a generalized polynomial and the value of the maximum coefficient of noise suppression corresponding to them. It is shown that the proposed algorithms have energy losses resulting from the losses caused by the mismatch of the accepted model of optimal amplitude characteristic and the losses within the mentioned model due to limiting the volume of learning sampling. It is shown that probabilistic iterative algorithms and algorithms with measuring the coefficient of noise suppression can be used to plot the adaptive feed-back blocks nonlinear blocks. Note, that to implement probabilistic iterative algorithms, the ability to differentiate the target function on settings is required. We proposed the algorithm of measuring the ac-

tual coefficient of noise suppression using the pilot signal in the nonlinear blocks with arbitrary amplitude characteristics.

Key words: adaptive nonlinear block, probability density function of noise instantaneous values, amplitude transfer characteristic.

1. Введение

Синтезу алгоритмов оптимального обнаружения слабых сигналов $s(t)$ на фоне помех $n(t)$ с негауссовским характером распределения посвящено достаточное количество работ [1-7]. В них, как правило, предполагается, что помеха является стационарной, а также известны ее плотность распределения вероятностей (ПРВ) мгновенных значений $W_n(n)$ либо огибающей $W_n(U)$ [8-10]. При этом в условиях реальной эксплуатации названное предположение в большинстве случаев не выполняется и возникает необходимость в такой нелинейной обработке полезного сигнала, которая обладает свойствами адаптивности с вероятностными свойствами воздействующих помех [11, 12].

Наряду с отмеченным, необходимость в адаптивной нелинейной обработке сигналов при оценке их информационных параметров с минимальной величиной обобщенной среднеквадратической ошибки обусловлена чувствительностью оптимальных амплитудных характеристик (АХ) блока нелинейного преобразования (БНП) дискриминатора к величине текущей расстройки ε_i . При этом ее определяют как разность $\varepsilon_i = \lambda_i - \hat{\lambda}_i$ между измеряемыми параметрами $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l)$ и их оценками $\hat{\lambda} = (\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_l)$, которая на самом деле неизвестна и может изменяться с течением времени; здесь l – число измеряемых параметров.

Для реализации алгоритмов адаптивной нелинейной обработки в адаптивных БНП (АБНП) (с прямой связью или с обратной связью) основываются на аппроксимации ПРВ помехи, параметры которой априорно связаны с некоторыми числовыми характеристиками помехи определенными расчетными соотношениями. При этом названные характеристики оцениваются по текущей ре-

лизации помехи [13-15] с целью дальнейшего согласования АБНП с реальной помеховой обстановкой. Затем с использованием связующих формул определяются значения параметров модели, и осуществляется настройка АБНП на рассчитанные значения.

Рассчитанные АБНП по этому методу используют связь оптимальных АХ БНП с ПРВ помехи. При этом в выражении для оптимальной АХ БНП действующей помехи

$$Z_n(n) = \frac{\partial}{\partial n} \ln W_n(n),$$

ПРВ мгновенных значений $W_n(n)$ заменяется параметрической моделью $W_M(n, \alpha)$ с параметрами регулировки $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)^T$, где m – число параметров настройки; T – символ транспонирования.

Произведенная замена позволяет получить квазиоптимальный БНП со следующей АХ

$$Z_M(n, \alpha) = \frac{\partial}{\partial n} \ln W_M(n, \alpha), \quad (1)$$

причем эффективность названного БНП определяется корректностью выбора модели $W_M(n, \alpha)$ реальной помеховой обстановке и способа оценки ее параметров.

Как правило, модель распределения помехи выбирается на основании анализа ПРВ реальной помехи, получаемой посредством серии многочисленных экспериментов с целью охвата настройкой параметров модели большинства ситуаций возможных для данной помеховой обстановки [17].

Способ оценки параметров модели определяется выбранным критерием близости модели $W_M(n, \alpha)$ к реальной ПРВ помехи $W_n(n)$.

При полном соответствии принятой модели реальной помеховой обстановке, то есть, когда возможно регулировкой параметров α охватить весь диапазон изменения распределения помехи, задача определения параметров модели совпадает с известной задачей оценки неизвестных параметров распределений.

Среди методов ее решения следует выделить методы моментов и максимального правдоподобия.

Большую гибкость при изменении вероятностных свойств помехи имеют алгоритмы нелинейной обработки, базирующиеся на аппроксимации оптимальной АХ БНП. Критерием, характеризующим точность аппроксимации, является критерий максимума коэффициента подавления помехи $\mu_{n.\max}$:

$$\mu_{n.\max} = \frac{M \left\{ \frac{d}{dn} Z_M(n, \mathbf{a}) \right\}^2}{M \left\{ Z_M^2(n, \mathbf{a}) \right\}},$$

где $M\{.\}$ – знак математического ожидания.

При этом гарантируется наилучшее для заданной структуры БНП согласование АХ БНП с реально действующей помехой.

Далее рассмотрим алгоритмы адаптивной нелинейной обработки полезных сигналов в АБНП, представляющих собой устройства автоматического регулирования с прямой связью или с обратной связью.

2. АБНП с прямой связью и аппроксимацией ПРВ воздействующей широкополосной помехи. Оценка параметров параметрической модели методом моментов

Рассмотрим наиболее простой способ оценки параметров модели $W_M(n, \mathbf{a})$ – метод моментов. Он заключается в решении системы из m нелинейных в общем случае уравнений (по числу неизвестных переменных уравнений $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m$):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(n) W_M(n, \mathbf{a}) dn = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i),$$

где $\varphi_j(n)$ – произвольные линейно независимые функции аргумента n ; H – объем выборки.

Если модель распределения помехи является линейной функцией параметров настройки, то есть может быть представлена в виде обобщенного полинома

$$W_M(n, \mathbf{a}) = \sum_{i=1}^H \alpha_i R_i(n), \quad (2)$$

где $R_i(n)$ – линейно независимые функции, в общем случае не совпадающие с функциями $\varphi_i(n)$,

то система уравнений (2) становится линейной и ее можно записать в векторно-матричном виде

$$\mathbf{D}\mathbf{a} = \mathbf{v}, \quad (3)$$

где \mathbf{v} – вектор выборочных средних с элементами $v_j = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i)$; \mathbf{D} – матрица размером $m \times m$ с элементами $d_{ij} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_i(n) R_j(n) dn$.

Решая уравнение (3), находим параметры линейной модели распределения помехи:

$$\mathbf{a} = \mathbf{v}/\mathbf{D}. \quad (4)$$

Часто удобнее оперировать с одной системой функций, полагая $R_i(n) = \varphi_i(n)$, тогда матрица \mathbf{D} становится симметрической (квадратная матрица, элементы которой симметричны относительно главной диагонали) с элементами

$$d_{ij} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_i(n) \varphi_j(n) dn.$$

Если функции $\varphi_j(n)$ в этом случае являются попарно ортогональными, то есть

$$\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_i(n) \varphi_j(n) dn = \begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_i^2(n) dn, & \text{если } i = j; \\ 0, & \text{если } i \neq j, \end{cases} \quad (5)$$

то матрица \mathbf{D} преобразуется к диагональному виду, а вектор коэффициентов аппроксимации, как следует из (4), будет определяться, исходя из выражения:

$$\alpha_j = \frac{v_j}{d_{jj}} = \frac{\frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i)}{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j^2(n) dn}.$$

Как правило, рассматривается только случай линейной аппроксимации помехи реальной ПРВ. Отличие состоит лишь в том, что вводится система ор-

тогональных функций $\varphi_i^*(n)$, с весом $\gamma(n) \geq 0$, из которой путем преобразования

$$\varphi_i(n) = \sqrt{\gamma(n)}\varphi_i^*(n)$$

можно получить функции, удовлетворяющие условию (5).

Кроме простоты вычислений использование системы ортогональных функций обладает следующим преимуществом. Добавление новой функции $\varphi_{m+1}(n)$, ортогональной всем предыдущим, улучшает аппроксимацию, не меняя при этом ранее вычисленных коэффициентов $\alpha_i, i = \overline{1, m}$.

При неортогональных функциях $\varphi_i(n)$ это улучшение сопровождалось бы каждый раз обращением матрицы и пересчетом всех коэффициентов α .

Систему ортогональных функций $\varphi_i(n)$, удовлетворяющих условию (5), можно получить из системы линейно независимых функций $\vartheta_i(n)$, используя процесс ортогонализации Гамма-Шмидта:

$$\begin{aligned} \varphi_1(n) &= \vartheta_1(n); \\ \varphi_i(n) &= \vartheta_i(n) - \sum_{j=1}^{i-1} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(n)\vartheta_i(n)dn}{\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j^2(n)dn} \varphi_j(n), \quad i = \overline{2, m}. \end{aligned} \quad (6)$$

Представив ПРВ помехи в виде (2), и, учитывая выражение (1), получим алгоритм нелинейной обработки

$$Z(n_i) = \frac{\sum_{j=1}^m \alpha_j \frac{d}{dn_i} \varphi_j(n_i)}{\sum_{j=1}^m \alpha_j \varphi_j(n_i)}. \quad (7)$$

Структурная схема АБНП, использующего линейную аппроксимацию ПРВ мгновенных значений помехи $W_n(n)$ и реализующего нелинейную обработку выражения (7) с оценкой его параметров по указанной выше методике, изображена на рис. 1 (двойные стрелки означают векторно-матричные связи).

Улучшить точность аппроксимации можно при наличии некоторой априорной информации о распределении помехи при одновременном уменьшении

числа настраиваемых параметров модели, применив нелинейную аппроксимацию плотности $W_n(n)$, что и будет рассмотрено ниже.

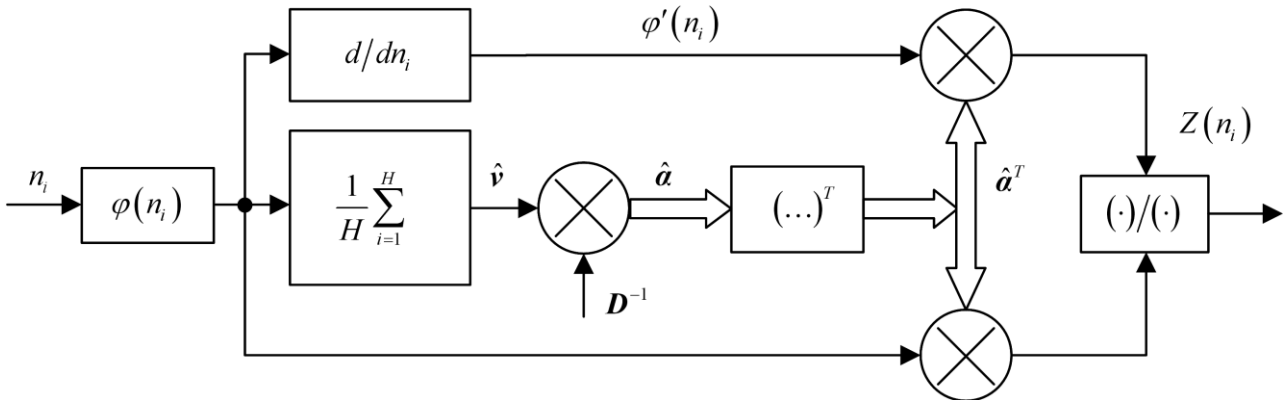


Рис. 1. Структурная схема АБНП, реализующего выражение (7)

3. АБНП с прямой связью и аппроксимацией ПРВ воздействующей узкополосной помехи

Итак, выше нами были рассмотрены воздействующие на сигнал помехи, имеющие широкополосный спектр, применяя ту или иную аппроксимацию ПРВ мгновенных значений помехи $W_n(n)$.

Аналогичные результаты можно получить и для узкополосных помех, если ввести параметрическую модель распределения $W_M(U, \mathbf{a})$ ее огибающей U .

При этом АХ БНП $Z_M(n, \mathbf{a})$ следует определить, взяв в качестве АХ БНП по первой гармонике $g_0(U)$ функцию

$$g_M(U, \mathbf{a}) = \frac{\partial}{\partial U} \ln \frac{W_M(U, \mathbf{a})}{U}.$$

До сих пор предполагалось, что помеха – стационарный негауссовский процесс. При этом модель $W_M(U, \mathbf{a})$ выбиралась близкой к реальной ПРВ $W_n(n)$, а в выводе расчетных соотношений учитывалось, что выборочное среднее $\frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i)$ является несмещенной оценкой величины $M \{ \varphi_j(x) \}$, то есть

$$M \left\{ \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i) \right\} = M \{ \varphi_j(n) \} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(n) W_n(n) dn.$$

Для нестационарной помехи с изменяющейся во времени ПРВ $W_n(n, i)$ модель $W_M(U, \alpha)$ необходимо выбирать близкой к эквивалентной стационарной ПРВ

$$W_{ст.n}(n) = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H W_n(n, i),$$

так как

$$\begin{aligned} M \left\{ \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i) \right\} &= \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(n_i) W_n(n, i) dn_i = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(n) \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H W_n(n, i) dn = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j(n) W_{ст.n}(n) dn. \end{aligned}$$

То есть выборочные средние $\frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_j(n_i)$ являются несмещенными оценками теоретических средних $M \{ \varphi_j(n) \}$, полученных усреднением с ПРВ $W_{ст.n}(n)$.

4. АБНП с прямой связью и аппроксимацией оптимальной АХ для широкополосного канала обработки

Как уже было отмечено, для аппроксимации оптимальной АХ БНП, необходимо ввести параметрическую модель оптимальной АХ, которая является функцией параметров настройки $\alpha = (\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_m)^T$ и может зависеть от них как линейно, так и нелинейно.

В первом случае оптимальная АХ БНП аппроксимируется обобщенным полиномом

$$Z(n, \alpha) = \sum_{i=1}^m \alpha_i \varphi_i(n), \quad (8)$$

где $\varphi_i(n)$ – произвольные линейно независимые функции аргумента n .

Коэффициент подавления помех, в этом случае будет определяться как:

$$\mu = \frac{M \left\{ \frac{d}{dn} \varphi_i(n) \right\}^2}{M \{ \varphi_i^2(n) \}}.$$

Найдем выражение для коэффициента подавления помехи в БНП с характеристикой описываемой формулой (8).

Можно показать, что

$$\mu = p_n \frac{(\mathbf{v}^T \boldsymbol{\alpha})^2}{\boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{D} \boldsymbol{\alpha}}, \quad (9)$$

где элементы вектора \mathbf{v} и положительно определенной симметрической матрицы \mathbf{D} размером $m \times m$, определяются, соответственно, выражениями

$$v_i = M \left\{ \frac{d}{dn} \varphi_i(n) \right\}; d_{ij} = M \{ \varphi_i(n) \varphi_j(n) \}, \quad (10)$$

в котором p_n – скалярный множитель.

Можно показать, что величина коэффициента подавления помехи (см. (9)) ограничена сверху. Для этого, воспользуемся известным из теории матриц неравенством Коши-Шварца:

$$\frac{(\mathbf{v}^T \boldsymbol{\alpha})^2}{\boldsymbol{\alpha}^T \mathbf{D} \boldsymbol{\alpha}} \leq \mathbf{v}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}, \quad (11)$$

которое обращается в равенство (при этом достигается максимум его левой части), если

$$\boldsymbol{\alpha} = \boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}} = c \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}, \quad (12)$$

где $c \neq 0$ – произвольный скалярный множитель.

Выражение для коэффициента подавления помех (9) отличается от левой части неравенства (11) только наличием скалярного множителя p_n . Следовательно, максимум коэффициента подавления помехи μ наступает тогда, когда параметры настройки БНП с АХ (см. (1)) выбираются в соответствии с выражением (12):

$$\mu_{\text{max}} = p_n \mathbf{v}^T \mathbf{D}^{-1} \mathbf{v}. \quad (13)$$

Если функции $\varphi_i(n)$ являются попарно ортогональными с весом, равным ПРВ помехи $W_n(n)$, то есть

$$M \{ \varphi_i(n) \varphi_j(n) \} = \begin{cases} M \{ \varphi_i^2(n) \}, & \text{если } i = j; \\ 0, & \text{если } i \neq j, \end{cases}$$

то матрица **D** становится диагональной.

При этом оптимальные параметры настройки БНП определяются выражением, полученным из формулы (12) с учетом ортогональности функции $\varphi_i(n)$:

$$\alpha_{i,\text{opt}} = c \frac{v_i}{d_{ij}} = c \frac{M \left\{ \frac{d}{dn} \varphi_i(n) \right\}}{M \{ \varphi_i^2(n) \}}; \quad c \neq 0, \quad (14)$$

а максимальный коэффициент подавления помехи, как следует из (13),

$$\mu_{\max} = \sum_{i=1}^H \mu_i,$$

$$\text{где } \mu_i = p_n \frac{M \left\{ \frac{d}{dn} \varphi_i(n) \right\}^2}{M \{ \varphi_i^2(n) \}} = p_n \frac{v_i^2}{d_{ij}} \quad (15)$$

– парциальный коэффициент подавления помехи в БНП $\varphi_i(n)$.

Кроме простоты вычислений использование системы ортогональных функций обладает следующим преимуществом. Добавление новой функции $\varphi_{m+1}(n)$, ортогональной всем предыдущим, улучшает аппроксимацию, не меняя при этом ранее вычисленных коэффициентов настройки $\alpha_{i,\text{opt}}, \dots, \alpha_{m,\text{opt}}, i = \overline{1, m}$. При этом коэффициент подавления помехи μ увеличивается на величину коэффициента подавления помехи в добавленном $(m + 1)$ -м преобразователе.

Используя процесс ортогонализации Гамма-Шмидта (6), из системы линейно независимых функций $\vartheta_i(n)$ можно получить систему ортогональных функций $\varphi_i(n)$, удовлетворяющих условию (13). Заменяв операцию вычисления математического ожидания выборочным средним

$$M \{ \varphi_q(n) \varphi_\gamma(n) \} \cong \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \varphi_q(n_i) \varphi_\gamma(n_i); \quad M \left\{ \frac{d}{dn} \varphi_j(n) \right\} \cong \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H \frac{d}{dn_i} \varphi_j(n_i);$$

$$\varphi_q(n_i) \cong \vartheta_\gamma(n_i) - \sum_{j=1}^{q-1} \frac{\sum_{\gamma=1}^i \varphi_j(n_\gamma) \vartheta_q(n_\gamma)}{\sum_{\gamma=1}^i \varphi_j^2(n_\gamma)} \varphi_j(n_i),$$

которые дают несмещенные оценки элементов вектора \mathbf{v} и матрицы \mathbf{D} , получим адаптивные алгоритмы настройки БНП с АХ формулы (1).

При действии нестационарной помехи с ПРВ $W_n(n, i)$ указанные выше выборочные средние являются несмещенными оценками соответствующих теоретических средних, полученных по усредненной ПРВ

$$W_{\text{ст.н}}(n) = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H W_n(n, i).$$

Следовательно, в этом случае модель АХ БНП выбирается близкой к функции

$$Z_{\text{ст}}(n) = c \frac{d}{dn} \ln W_n(n), \quad c \neq 0.$$

Структурная схема АБНП с аппроксимацией оптимальной АХ в виде обобщенного полинома изображена на рис. 2.

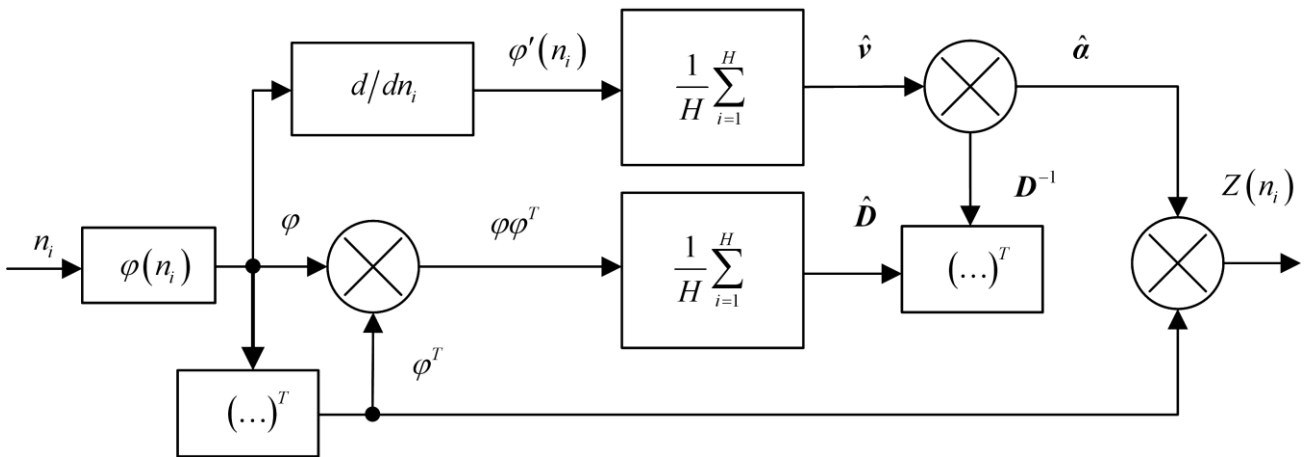


Рис. 2. Структурная схема АБНП, реализующего выражение (8)

Как видно из представленной структурной схемы, она содержит блок формирования оценок элементов матрицы \mathbf{D} и вектора \mathbf{v} . Блок решения системы линейных уравнений $\mathbf{D}\mathbf{a}_{\text{opt}} = c\mathbf{v}$ формирует вектор параметров \mathbf{a}_{opt} , совпадающий с выражением (12). АБНП содержит блок нелинейной обработки.

Блок вычислений оптимальных параметров настройки существенно упро-

щается при использовании системы ортогональных функций. В этом случае, структурная схема АБНП содержит блок формирования линейно независимых функций $\vartheta_q(n_i)$, ортогонализатор Грамма-Шмидта, формирующий систему ортогональных функций $\varphi_q(n_i)$, блок вычисления оптимальных параметров настройки БНП по формуле (13) и блок собственно нелинейной обработки. Схема такого АБНП представлена на рис. 3.

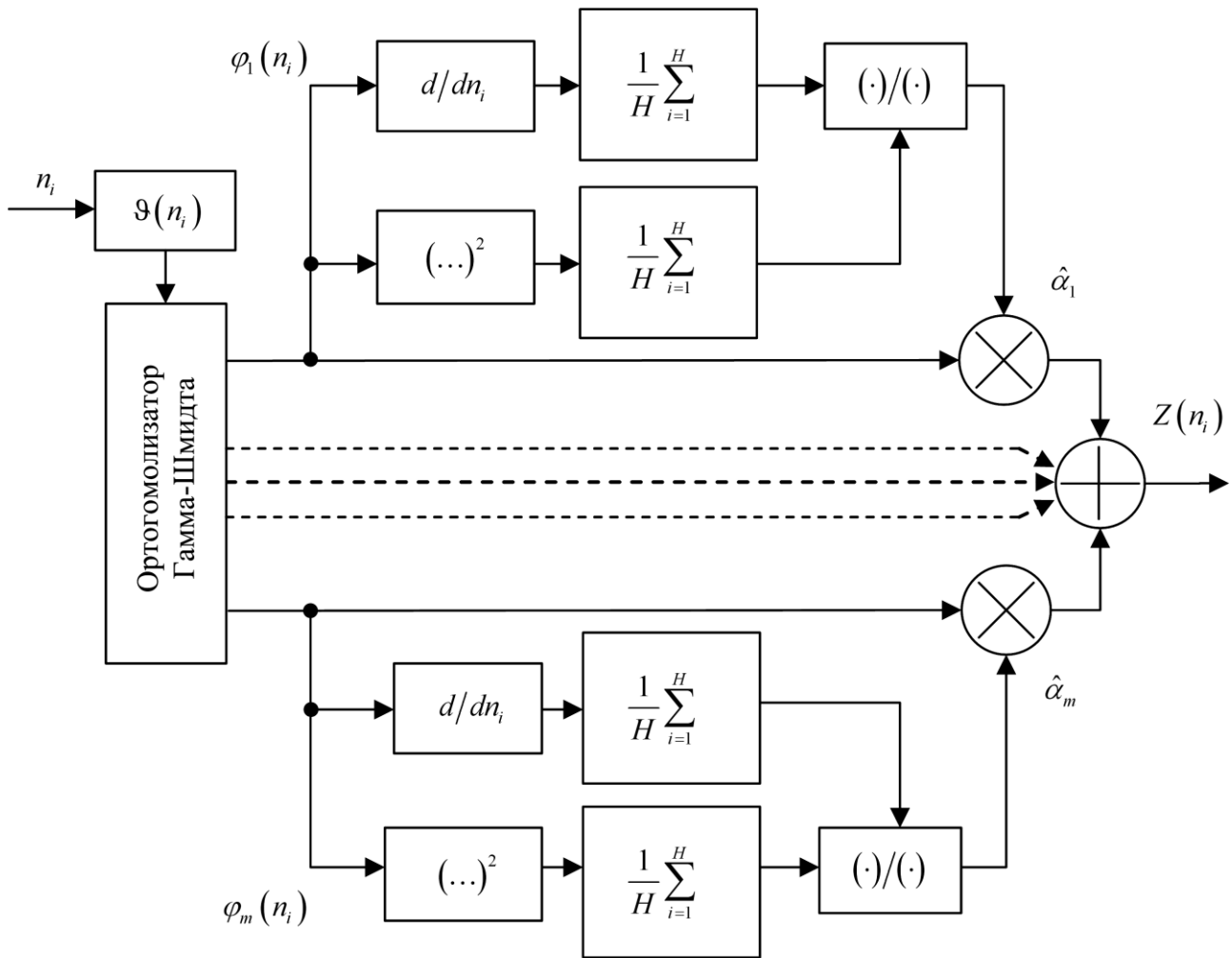


Рис. 3. Структурная схема АБНП, использующая системы ортогональных функций

5. АБНП с прямой связью и аппроксимацией оптимальной АХ для полосового канала обработки

Аналогичные результаты можно получить и для узкополосных помех, если ввести параметрическую модель распределения $W_M(U, \mathbf{a})$ ее огибающей U .

При этом АХ БНП $Z_M(U, \mathbf{a})$ следует определить, представляя АХ БНП по первой гармонике $g(U)$ обобщенным полиномом

$$g(U) = \sum_{i=1}^m \alpha_i \varphi_i(U), \quad (16)$$

где $\varphi_i(U)$ – произвольные линейно независимые функции от огибающей U узкополосной помехи.

Подставим выражение (9) в (15) и произведем полученное при этом выражение к виду (9), в котором элементы вектора \mathbf{v} и матрицы \mathbf{D} определяются выражениями

$$v_i = \frac{1}{2} M \left\{ \frac{\varphi_i(U)}{U} + \frac{d}{dU} \varphi_i(U) \right\};$$

$$d_{ij} = \frac{1}{2} M \{ \varphi_i(U) \varphi_j(U) \}.$$

В соответствие с новыми обозначениями элементов матрицы \mathbf{D} и вектора \mathbf{v} формулы (12)–(15), полученные для широкополосного канала обработки, остаются справедливыми и для полосового канала.

В выражениях (14) и (15) функции $\varphi_i(U)$ ортогональны с весом, равным ПРВ огибающей помехи $W_n(U)$.

В адаптивном БНП элементы $W_n(U)$ заменяются выборочными средними, полученными по выборке огибающей помехи U_i , где $i = \overline{1, N}$.

Для иллюстрации полученных результатов рассмотрим пример построения АБНП на базе БНП с полигональной АХ

$$Z(n) = \alpha_1 n + \frac{\pi}{4} \alpha_2 \text{sign}(n), \quad (17)$$

где $\text{sign}(n)$ – функция знака.

Заметим, что характеристика БНП с полигональной АХ очень близка к характеристике оптимального БНП для полосовых помех с огибающей, распределенной по закону Райса.

Характеристике преобразования (17) соответствует АХ по первой гармонике:

$$g(U) = \alpha_1 U + \alpha_2,$$

что согласуется с выражением (16) при $m = 2$, $\varphi_1(U) = U$ и $\varphi_2(U) = 1$.

Согласно изложенной методике для определения эффективности такого БНП необходимо определить из выражения (16) элементы вектора \mathbf{v} и матрицы \mathbf{D} :

$$\begin{aligned} v_1 &= 1; & v_2 &= \frac{1}{2} M \{U^{-1}\}; \\ d_{11} &= \frac{1}{2} M \{U^2\}; & d_{22} &= \frac{1}{2}; & d_{12} &= d_{21} = \frac{1}{2} M \{U\}. \end{aligned} \quad (18)$$

Пользуясь таким представлением вектора \mathbf{v} и матрицы \mathbf{D} , по формуле (11) можно рассчитать зависимость показателя коэффициента подавления помехи от точности настройки БНП с характеристикой (17) по отношению к помехам с райсовским распределением амплитуды

$$W_n(U) = \frac{U}{\sigma^2} \exp \left\{ \frac{-(U^2 + a^2)}{2\sigma^2} \right\} I_0 \left(\frac{Ua}{\sigma^2} \right),$$

где $a = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H U_i$ – параметр смещения (математическое ожидание);

$\sigma^2 = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H U_i^2$ – параметр масштаба (дисперсия); $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, для различных значений параметра ρ_n , здесь $\rho_n = P_n/P_{\text{ш}}$, где P_n – мощность внешней помехи; $P_{\text{ш}}$ – мощность внутреннего гауссовского шума.

Анализ полученных результатов показывает, что зависимость коэффициента подавления райсовской помехи μ_n от точности настройки имеют один максимум, который увеличивается с увеличением мощности внешней помехи P_n по сравнению с мощностью внутреннего гауссовского шума $P_{\text{ш}}$.

Для определения оптимальных параметров настройки $\alpha_{1,\text{opt}}$ и $\alpha_{2,\text{opt}}$ рассматриваемого БНП, и соответствующего им максимального коэффициента по-

давления помехи $\mu_{n.\max}$ подставим (18), соответственно, в выражения (12) и (13).

В результате получим оптимальные параметры настройки в виде:

$$\begin{aligned}\alpha_{1.\text{opt}} &= c \left(2 - M \{U\} M \{U^{-1}\} \right); \\ \alpha_{2.\text{opt}} &= c \left(M \{U^2\} M \{U^{-1}\} - 2M \{U\} \right),\end{aligned}\tag{19}$$

где $c \neq 0$ – произвольная константа, и максимальный коэффициент подавления помехи

$$\mu_{n.\max} = \frac{M \{U^2\}}{4} \times \frac{\left(M \{U^2\} M \{U^{-1}\}^2 - 4M \{U\} M \{U^{-1}\} - 4 \right)^2}{M \{U^2\} - M \{U\}^2}.$$

Результаты расчетов показывают, что БНП с АХ (см. (12)) при оптимальной настройке обеспечивает коэффициент подавления помехи $\mu_{n.\max} \geq 1$. Знак равенства $\mu_{n.\max} = 1$ наступает, в случае, когда огибающая имеет ПРВ, начальные моменты $M \{U^{-1}\}$, $M \{U\}$ и $M \{U^2\}$ которой совпадают с соответствующими моментами рэлеевской ПРВ.

Заменив в выражении (19) истинные начальные моменты огибающей выборочными средними, получим адаптивный БНП:

$$\alpha_1 = c \left(2 - \hat{M}_1 \hat{M}_{-1} \right); \quad \alpha_2 = c \left(\hat{M}_2 \hat{M}_{-1} - 2\hat{M}_1 \right),\tag{20}$$

где $\hat{M}_l = \frac{1}{H} \sum_{i=1}^H U_i^l$ – выборочные моменты огибающей помехи, где l – порядок моментов.

При этом коэффициент подавления помехи $\mu_n \leq \mu_{n.\max}$ вычисляется по формуле (9) с учетом обозначений (18) и является случайной величиной, зависящей от конкретной реализации огибающей помехи и от объема выборки H .

Выборочные значения \hat{M}_l , входящие в выражение (20), определялись из статистического эксперимента, включающего в себя математическое моделиро-

вание огибающей помехи. Из представленных графиков можно определить необходимый объем выборки.

Например, для райсовских помех уже для объема выборки $N = 10$ энергетические потери от неточности настройки БНП в среднем не превышают 1 дБ и уменьшаются, соответственно, до 0,5 и 0,3 дБ для $N = 100$ и $N = 1000$.

Для логарифмической помехи требуется выборка размером $N = 400 \dots 1000$. При этом энергетические потери не превышают в среднем 2...3 дБ.

Результаты анализа показывают, что БНП с АХ (см. (12)) при настройке его регулировочных параметров по предложенной методике дает существенный эффект защиты от помех с различными вероятностными свойствами.

Рассмотренным алгоритмам адаптивной нелинейной обработки свойственны энергетические потери, складывающиеся из потерь, вызванных несоответствием принятой модели АХ оптимальной, и потери в рамках модели вызванных ограничениями объема обучающейся выборки.

Необходимо отметить, что рассмотренные методы построения АБНП будут не пригодны, если выбранная модель распределения помехи неадекватна реальной помеховой обстановке, так как близость теоретических и выборочных средних еще не означает эффективного подавления помехи и полученный в результате синтеза АБНП может ухудшать отношение сигнал/помеха по сравнению с обычной линейной обработкой.

6. АБНП с обратной связью

В том случае, если АХ БНП является линейной функцией параметров настройки, то алгоритмы адаптации, реализующиеся в нелинейных преобразователях, являются устройствами автоматического регулирования с прямой связью.

В общем же случае, при нелинейной зависимости АХ БНП от параметров настройки, а также для уменьшения влияния на работу АБНП неконтролируемых возмущений, необходимо применять АБНП с обратной связью.

Задачей АБНП является достижение максимума показателя подавления помехи и непрерывное слежение за ним при изменении вероятностных свойств помехи в условиях воздействия внешних возмущений.

АБНП с обратной связью содержит объект управления, собственно нелинейный подавитель, дискриминатор, вырабатывающий сигнал ошибки, вызванный неточностью настройки БНП на максимум подавления помехи, и сглаживающую цепь.

Условно такие БНП можно разделить на две основные группы.

К первой относятся АБНП с измерением показателя подавления помехи; в состав таких АБНП входят измеритель показателя подавления помехи, экстремальный регулятор и собственно нелинейный подавитель помех. Названные БНП используются в случае недифференцируемой по параметрам настройки целевой функции.

Ко второй группе – АБНП на основе итеративных вероятностных алгоритмов. Для этого вводится целевая функция, зависящая от параметров настройки БНП, координаты экстремальной точки в пространстве, параметры которой совпадают с координатами максимума показателя подавления помехи. Реализация такого АБНП предполагает возможность измерения первых и вторых смешанных частных производных целевой функции.

Сначала рассмотрим и проанализируем АБНП, относящиеся к первой группе.

7. АБНП с измерением коэффициента подавления широкополосной помехи

В своем составе АБНП такого типа имеют измеритель коэффициента подавления помехи, экстремальный регулятор и собственно нелинейный подавитель помехи.

Нелинейный подавитель помехи представляет собой регулируемый, неадаптивный БНП с m управляющими входами, через которые осуществляется управление АХ БНП.

Измеритель коэффициента подавления помехи в регулируемом нелинейном преобразователе реализует обработку помеховой выборки в соответствии с алгоритмом:

$$\mu_n = \frac{\left[\sum_{i=1}^H Z(n_i + s_i) \right]^2}{\sum_{i=1}^H Z^2(n_i + s_i)} \bigg/ \frac{\left[\sum_{i=1}^H s_i(n_i + s_i) \right]^2}{\sum_{i=1}^H (n_i + s_i)^2}, \quad (21)$$

где $Z(n)$ – амплитудная характеристика БНП; s_i – i -ый отсчет измерительного сигнала; n_i – i -ый отсчет действующей на сигнал аддитивной помехи.

Предположим при этом, что выполняется условие малости мощности измерительного сигнала P_s по сравнению с мощностью воздействующей помехи P_n .

Данному алгоритму будет соответствовать функциональная схема обработки помеховой выборки, представленной на рис. 4.

Для правильной работы алгоритма (21) объем выборки H необходимо выбирать из условия

$$H \geq \rho_{\text{вх}}^{-1},$$

где $\rho_{\text{вх}} \leq 10^{-3}$, $\rho_{\text{вх}} = \frac{P_s}{P_n}$ – отношение мощности сигнала к мощности помехи, а

частоту измерительного сигнала f_s – из условия, что спектры процессов $Z(n_i)$ и $s_i Z'(n_i)$ не перекрываются, то есть должно выполняться неравенство

$$f_s \geq f_{\text{вн}} + f_{\text{вн}}^*, \quad (22)$$

в котором $f_{\text{вн}}(f_{\text{вн}}^*)$ – верхняя частота спектра процесса $Z(n_i)(Z'(n_i))$, где (\cdot) – знак производной.

В дискретной системе для правильной работы алгоритма необходимо выбрать такую частоту дискретизации f_d , которая обеспечивала бы достаточно точное воспроизведение процесса $s_i Z(n_i)$, то есть

$$f_d \geq 2(f_s + f_{\text{вн}}^*). \quad (23)$$

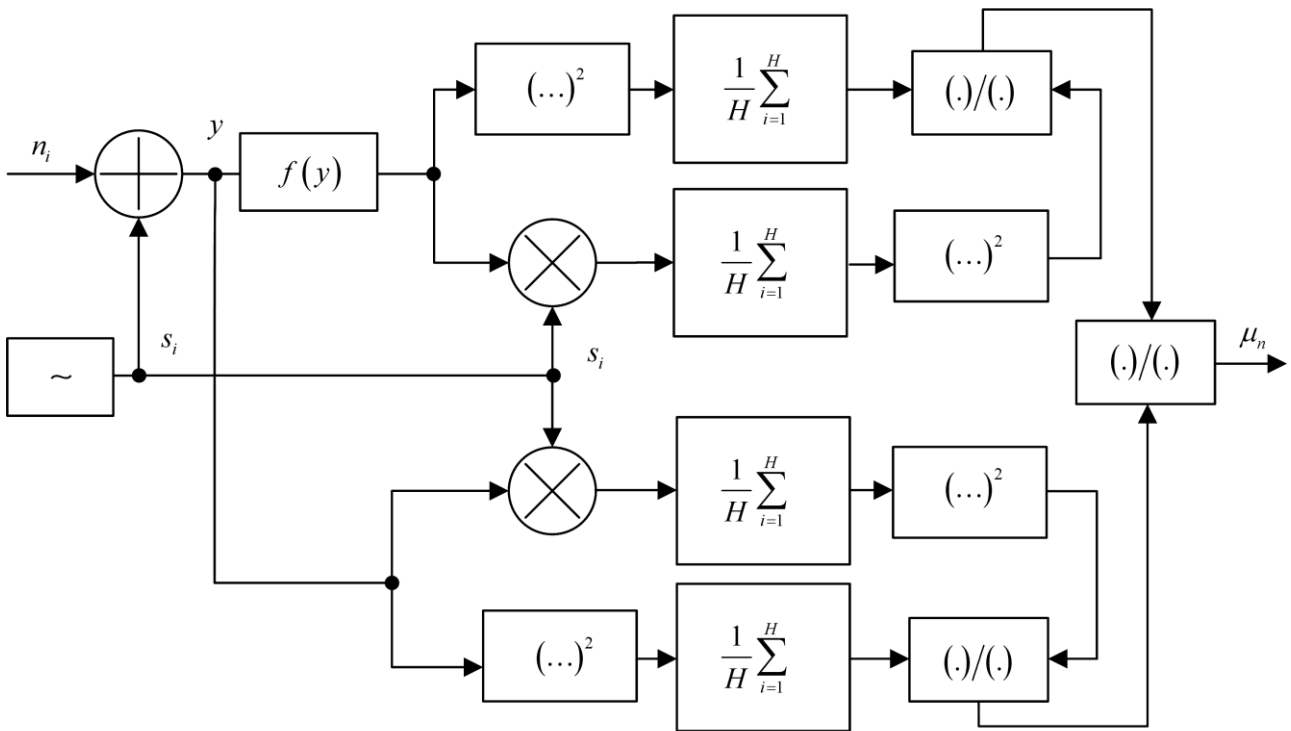


Рис. 4. Функциональная схема обработки помеховой выборки

Если частота дискретизации f_d системы первоначально была выбрана из условия $f_d = 2f_{n.в}$, где $f_{n.в}$ – верхняя частота спектра помехи на входе БНП, ее необходимо повысить в соответствии с выражениями (22) и (23), применяя интерполяцию.

Отметим, что анализ результатов экспериментального исследования и расчета, выполненный в настоящем разделе, показывают их хорошее совпадение, а, значит, и реализуемость полученного алгоритма.

8. АБНП с измерением коэффициента подавления узкополосной помехи

Измеритель коэффициента подавления помехи, представленный на рис. 3, можно использовать и при полосовом характере воздействующих помех, если учесть равенства, следующие из выражений [13]:

$$M \{Z_n(n)\} = \frac{1}{2} M \left\{ \frac{g(U)}{U} + \frac{d}{dU} g(U) \right\}; \quad (24)$$

$$M \{Z_n^2(n)\} = \frac{1}{2} M \{g^2(U)\}.$$

Выходная величина измерителя коэффициента подавления помехи μ_n поступает на экстремальный регулятор, который осуществляет непрерывные поисковые колебания, определяя при этом производные от показателя коэффициента подавления μ_n по параметрам настройки, и вырабатывает управляющее напряжения или цифровые коды, изменяющие АХ БНП до оптимальной. При этом достигается максимум коэффициента подавления помехи $\mu_{n,\max}$.

Экстремальный регулятор работает по определенному поисковому алгоритму, который в простейшем случае имеет вид:

$$v_j = v_{j-1} \left(1 + \frac{1}{j} \times \frac{\mu_{n,j-1} - \mu_{n,j-2}}{v_{j-1} - v_{j-2}} \right), \quad (25)$$

где v_j – величина параметра настройки БНП на j -ом шаге; $\mu_{n,j}$ – значение коэффициента подавления помехи, соответствующее параметру настройки v_j .

Этот алгоритм обеспечивает поиск локального экстремума. Недостатком этого метода является его возможная остановка, если $\mu_{n,j-1} = \mu_{n,j-2}$.

Такая ситуация может возникнуть, например, в АБНП, выполненного на базе амплитудного селектора или ограничителя с регулируемым линейным участком, когда ширина линейного участка превышает амплитудный диапазон изменения воздействующей помехи.

Возможную остановку можно избежать, применив вместо алгоритма (25) алгоритм поиска глобального максимума, получаемый путем модификации алгоритма поиска локального экстремума (24):

$$v_j = v_{j-1} \left[1 + \frac{1}{j} \operatorname{sign}(\mu_{n,j-1} - \mu_{n,j-2}^{\max}) \operatorname{sign}(v_{j-1} - v_{n,j-2}^{\text{opt}}) \right], \quad (26)$$

где $\mu_{n,j-2}^{\max}$ – максимальный из коэффициентов подавления помехи $\mu_{n,i}$, $1 \leq i \leq j-2$; $v_{n,j-2}^{\text{opt}}$ – параметра настройки БНП, соответствующий $\mu_{n,j-2}^{\max}$; где $\text{sign}(\cdot)$ – функция знака.

На рис. 5 приведены результаты математического моделирования такого алгоритма ограничителя с регулируемой шириной линейного участка $v = b$ с оценкой коэффициента подавления помехи по выборке в $N = 5 \times 10^3$ отсчетов при действии аномально засоренной помехи

$$W_n(n) = \frac{1-p}{\sqrt{2\pi}\sigma_1} \exp\left\{-\frac{n^2}{2\sigma_1^2}\right\} + \frac{p}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Sigma} \exp\left\{-\frac{n^2}{2\sigma_\Sigma^2}\right\}$$

с параметрами $p = 0,1$ и $\frac{\sigma_\Sigma}{\sigma_1} = 100$; при этом на рисунке: 1 – коэффициента подавления помехи μ_n ; 2 – параметра настройки b .

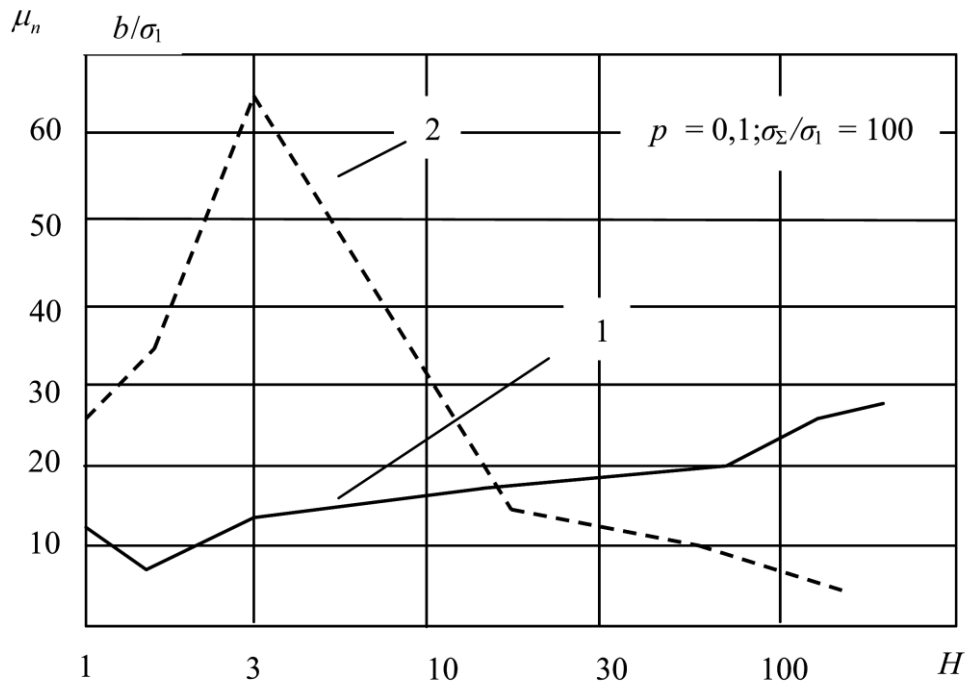


Рис. 5. Изменение от числа шагов N в процессе адаптации

Сравнивая результаты моделирования с расчетами, можно сделать вывод о том, что алгоритм (26) сходится, обеспечивая коэффициент подавления помехи $\mu_n = 25,1$ дБ на 100-м шаге, что меньше $\mu_{n,\max}$ на 2 дБ.

Далее рассмотрим и проанализируем АБНП на основе вероятностных итеративных алгоритмов при воздействии широкополосных помех и помех с полосовым спектром.

9. АБНП на основе вероятностных итеративных алгоритмов при воздействии широкополосных помех

Алгоритмы адаптивной нелинейной обработки у таких АБНП базируются на том, что задачу поиска максимума показателя подавления помехи $\mu_{n,\max}$ можно свести к поиску минимума функционала $M \{Z_n^2(n, \alpha)\}$ при условии, что

$$M \left\{ \frac{\partial}{\partial n} Z_n(n, \alpha) \right\} = c,$$

где $c \neq 0$ – произвольная константа.

Эта задача решается методом множителей Лагранжа. Для этого записывается функция Лагранжа

$$Q(\alpha, \beta) = M \{F(n, \alpha, \beta)\} = M \left\{ Z_n^2(n, \alpha) + \beta \left[\frac{\partial}{\partial n} Z_n(n, \alpha) - c \right] \right\}, \quad (27)$$

где β – множитель Лагранжа,

и определяются координаты $(\alpha_{1,\text{opt}}, \alpha_{2,\text{opt}}, \dots, \alpha_{m,\text{opt}}, \beta_{\text{opt}})$ ее «седловой» точки.

Предположим, что функция Лагранжа из выражения (27) имеет первые и вторые частные производные по параметрам настройки α .

Тогда для поиска координат «седловой» точки можно воспользоваться вероятностным итеративным алгоритмом:

$$\begin{aligned} \mathbf{D}_k &= \mathbf{D}_{k-1} + \mathbf{B}_k; \\ \alpha^k &= \alpha^{k-1} - \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{v}^k; \\ \beta^k &= \beta^{k-1} - \frac{1}{k} \left[\frac{\partial}{\partial n} Z_n(n, \alpha^k) \Big|_{n=n_k} - c \right], \end{aligned} \quad (28)$$

где β^k и α^k значения множителя Лагранжа β и вектора параметров настройки α на k -ой итерации; \mathbf{v}^k – вектор с элементами

$v_j^k = \frac{\partial}{\partial \alpha_j} F(n_k, \mathbf{\alpha}, \beta) \Big|_{\alpha=\alpha^k, \beta=\beta^k}$; \mathbf{D}_k – положительно определенная симметриче-

ская $m \times m$ матрица с элементами $d_{ij} = F(n_i, \mathbf{\alpha}, \beta) F(n_j, \mathbf{\alpha}, \beta)$; \mathbf{B}_k – симметриче-

ская $m \times m$ матрица с элементами $b_{ij}^k = \frac{\partial^2}{\partial \alpha_i \partial \alpha_j} F(n^k, \mathbf{\alpha}, \beta) \Big|_{\alpha=\alpha^k, \beta=\beta^k}$.

10. АБНП на основе вероятностных итеративных алгоритмов при воздействии помех с полосовым спектром

Алгоритм (27) можно использовать в качестве алгоритма адаптации БНП, предназначенного для подавления и помех с полосовым спектром. Для этого необходимо вводить АХ БНП по первой гармонике $g_n(U, \mathbf{\alpha})$ и свести задачу поиска максимума коэффициента подавления помехи

$$\mu_{n.\max} = \sum_{i=1}^H \mu_i,$$

где $\mu_i = p_n \frac{M \left\{ \frac{d}{dn} \varphi_i(n) \right\}^2}{M \left\{ \varphi_i^2(n) \right\}} = p_n \frac{v_i^2}{d_{ij}}$ – парциальный коэффициент подавления помехи в БНП $\varphi_i(n)$; p_n – скалярный множитель,

к эквивалентной задаче поиска координат «седловой» точки функции Лагранжа:

к эквивалентной задаче поиска координат «седловой» точки функции Лагранжа:

$$Q(\mathbf{\alpha}, \beta) = M \left\{ g_n^2(U, \mathbf{\alpha}) + \beta \left[\frac{g_n(U, \mathbf{\alpha})}{U} + \frac{\partial}{\partial U} g_n(U, \mathbf{\alpha}) - c \right] \right\}. \quad (29)$$

Проведя в (29) замену математического ожидания выборочным средним и обозначая усредняемую функцию в виде

$$F(U_k, \mathbf{\alpha}) = g_n^2(U_k, \mathbf{\alpha}) + \beta \left[\frac{g_n(U_k, \mathbf{\alpha})}{U_k} + \frac{\partial}{\partial U_k} g_n(U_k, \mathbf{\alpha}) - c \right],$$

можно определить элементы вектора \mathbf{v}^k и матрицы \mathbf{B}_k , которые входят в алгоритм (28).

Проведенное математического моделирования АБНП с полигональной амплитудной характеристикой и алгоритмом адаптации (28) при воздействии помехи с райсовским и логнормальным распределением огибающей позволяет судить о сходимости применяемого итеративного алгоритма адаптации. С увеличением номера шага H величина усредненного коэффициента подавления помехи $\mu_{n,ср}$ стремится к максимальному коэффициенту $\mu_{n,маx}$ для данного БНП.

Используя неравенство Чебышева и полученные зависимости $\mu_{n,ср}$ от номера шага H , можно показать, что вероятность непревышения случайного коэффициента подавления μ_n заданного уровня в $b\mu_{n,маx}$, в котором $0 \leq b \leq 1$ – параметр настройки, удовлетворяет неравенству

$$P\{\mu_n \leq b\mu_{n,маx}'\} \leq \frac{\mu_{n,маx} - \mu_{n,ср}}{(1-b)\mu_{n,маx}}, \quad (30)$$

где $P\{.\}$ – знак вероятности.

С ростом числа H коэффициент подавления помехи $\mu_{n,ср}$ стремится к $\mu_{n,маx}$, а вероятность $P\{\mu_n \leq b\mu_{n,маx}'\}$ стремится к нулю, что свидетельствует о сходимости данного алгоритма адаптации с вероятностью равной единице.

При этом отметим, что неравенство (30) дает завышенную оценку истинной вероятности непревышения, которую можно получить непосредственно моделированием алгоритма адаптивной нелинейной обработки. Результаты такого моделирования и расчета по неравенству (30) вероятности непревышения заданных уровней эффективности, а также верхней границы коэффициента подавления помехи с заданной вероятностью непревышения, которые обеспечивают АБНП с полигональной АХ и алгоритмом адаптации ньютоновского типа для помехи с логарифмической огибающей, с параметром $\sigma = 1,0$ доказывают сходимость алгоритма (28) с вероятностью единица, поскольку с вероятностью 0,99 при $H \geq 1000$ коэффициент подавления помехи $\mu_{n,ср}$ практически не отличается от $\mu_{n,маx}$.

11. Выводы

Таким образом, был рассмотрен и проанализирован синтез алгоритмов адаптивной нелинейной обработки сигналов дискриминаторов, реализуемых с помощью блоков нелинейного преобразования с прямой связью и с обратной связью.

Полученные в результате синтеза АБНП с прямой связью основываются на аппроксимации ПРВ помехи, при этом используется связь ПРВ с оптимальной амплитудной характеристикой или оптимальной амплитудной характеристикой БНП параметрической модели, параметры которой априорно связываются расчетными соотношениями. Для согласования АБНП с реальной помеховой обстановкой эти числовые характеристики оцениваются по текущей реализации помехи. Затем по связующим формулам рассчитываются значения параметров модели, и производится настройка АБНП на рассчитанные значения.

Для построения АБНП с прямой связью, основанных на аппроксимации ПРВ помехи, предложены алгоритмы оценки параметров линейной модели ПРВ, представленной в виде обобщенного полинома разложения в ряд по линейно независимым функциям, а также нелинейных моделей. Показано, что алгоритмы с аппроксимацией ПРВ помехи не гарантируют максимального для выбранной модели ПРВ подавления помехи, если модель ПРВ неадекватна реальной помеховой обстановке.

Адаптивные БНП с прямой связью, основанные на аппроксимации амплитудной характеристики БНП, потенциально способны обеспечить для выбранной модели АХ максимальное подавление помехи, даже при несоответствии модели реальной помеховой обстановке, так как критерием качества при синтезе заложенных в них алгоритмов адаптивной нелинейной обработки является критерий максимума коэффициента подавления помехи.

Получены расчетные соотношения, позволяющие для БНП с АХ в виде обобщенного полинома определить значения оптимальных параметров настройки и величину соответствующего им максимального коэффициента подавления помехи.

Рассмотрен пример построения адаптивного БНП с прямой связью и полигональной амплитудной характеристикой и исследована методом математического моделирования его эффективность при действии помех с райсовской и логнормальной ПРВ амплитуды.

Показано, что задачей адаптивного БНП с обратной связью является достижение максимума коэффициента подавления помехи и непрерывное слежение за ним при изменении вероятностных свойств воздействующей помехи и при наличии внешних возмущений, например, колебаний температуры, нестабильность питающих напряжений и пр.

Адаптивный БНП с обратной связью содержит дискриминатор, вырабатывающий сигнал ошибки, вызванный неточностью настройки БНП на максимум коэффициента подавления помехи; объект управления – собственно нелинейный подавитель и сглаживающую цепь. Показано, что такие БНП можно разделить на две группы. Для недифференцируемой по параметрам настройки целевой функции целесообразно применять адаптивные БНП с обратной связью первой группы, которые содержат измеритель коэффициента подавления помехи, экстремальный регулятор, реализующий поисковый алгоритм определения координат экстремума целевой функции, и объект – собственно нелинейный подавитель помехи. Предложен алгоритм измерения реального коэффициента подавления помехи в БНП с произвольной амплитудной характеристикой, использующий пилот-сигнал. Приведены условия, при которых оценка коэффициента подавления помехи с помощью предложенного измерительного алгоритма является состоятельной (внеполосность пилот-сигнала и малое отношение сигнал/помеха на входе БНП), а также результаты его экспериментальной проверки на гауссовском шуме и сравнения их с расчетными.

Ко второй группе относятся адаптивные БНП на основе вероятностных итеративных алгоритмов. Для их получения вводится некоторая целевая функция, зависящая от параметров настройки БНП, координаты оптимальной точки которой в пространстве параметров совпадает с координатами экстремума коэффициента подавления помехи. Реализация такого адаптивного БНП предпо-

лагает возможность измерения первых и вторых смешанных частных производных от целевой функции по параметрам настройки. Показано, что данный алгоритм адаптивной нелинейной обработки сходится в среднем с вероятностью единица.

Литература

1. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; Под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
2. Антонов О. Е. Оптимальное обнаружение сигналов в негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. 1967, № 4. С. 579-587.
3. Мелитицкий В. А., Акишин Н. С., Михайлов А. В. Вероятностная модель негауссовского сигнала и ее характеристики // Радиотехника. 1983, № 9. С. 49-51.
4. Валеев В. Г., Данилов В. А. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских коррелированных радиопомех // Изв. выш. учебн. заведений. Радиоэлектроника. 1991, № 7. С. 30-34.
5. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Моделирование плотности вероятности сигнала и аддитивного шума при воздействии мультипликативных помех // Радиотехника. 2016, № 12. С. 28-36.
6. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Статистические характеристики смеси сигнала и аддитивно-мультипликативных помех с негауссовским характером распределения // Радиотехника. 2017, № 1. С. 95-102.
7. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Статистические характеристики огибающей смеси негауссовского периодически нестационарного радиосигнала и негауссовской аддитивной помехи // Радиотехника. 2017, № 1. С. 111-116.
8. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
9. Тихонов В. И., Харисов В. Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.

10. Валеев В. Г., Ганапольский В. Б. Метод амплитудного подавления негауссовских помех // Радиотехника и электроника. 1981, № 11. С. 2301-2307.
11. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 288 с.
12. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазиоптимальный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
13. Артюшенко В. М. Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. М.: ФГБОУ ВПО ФТА; Канцлер, 2014. 298 с.
14. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения скалярного информационного параметра сигнала на фоне мультипликативных помех, Журнал радиоэлектроники, 2016, №. 3. Available at <http://jre.cplire.ru/jre/mar16/8/text.pdf>
15. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Информационные характеристики негауссовских сигналов и помех // Электромагнитные волны и электронные системы. 2017, № 1. С. 46-51.
16. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Идентификация параметров распределения аддитивных и мультипликативных негауссовских помех // Автометрия. 2017, Т. 53, № 3. С. 36-43.
17. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Синтез алгоритмов адаптивной нелинейной обработки сигналов, реализуемых с помощью блоков нелинейного преобразования дискриминаторов // XI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 27-29 ноября 2017 г. С. 193-197.

Для цитирования:

В. М. Артюшенко, В. И. Воловач. Алгоритмы адаптивной нелинейной обработки сигналов блоками нелинейного преобразования дискриминаторов с прямой и обратной связью. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/10/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.3.3