

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

УДК 621.391.26 : 519.2

АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ

В. М. Аргюшенко¹, В. И. Воловач²

¹ *Технологический университет,
141070, г. Королёв Московской обл., ул. Гагарина, 42*
² *Поволжский государственный университет сервиса,
445017, г. Тольятти, ул. Гагарина, 4*
E-mail: artuschenko@mail.ru
volovach.vi@mail.ru

Рассмотрен синтез алгоритмов оценки информационных параметров сигнала с безынерционным нелинейным преобразованием входной смеси сигнала и широкополосных негауссовских помех. Проанализированы оптимальные в области малых расстройок и квазиоптимальные алгоритмы, способные работать при произвольных расстройках между измеряемыми параметрами и их оценками при случайном отношении сигнал/помеха на входе измерителя. Получены основные расчётные соотношения, позволяющие определить вид оптимальных амплитудных характеристик блока нелинейного преобразования, качество подавления аддитивной помехи в названном блоке с оптимальной и произвольной амплитудной характеристикой, крутизну дискриминационной характеристики и значение фазовой характеристики в области малых расстройок. Показано, что, задав тип воздействия и передаточную функцию сглаживающей цепи, можно определить установившиеся динамические и флуктуационные ошибки в замкнутой следящей системе.

Ключевые слова: блок нелинейного преобразования, эффективность нелинейной обработки, амплитудная и фазовая характеристики дискриминатора, отношение сигнал/помеха.

DOI: 10.15372/AUT20180205

Введение. Известно большое число работ, посвящённых оценке параметров сигнала, наблюдаемого в смеси с негауссовским шумом [1–6]. Получены алгоритмы нелинейной фильтрации, основанные на представлении аддитивной негауссовской помехи многосвязным марковским процессом. Этим алгоритмам соответствуют устройства оценки информационных параметров сигнала с фильтрацией помехи и с безынерционным нелинейным преобразованием наблюдаемой смеси перед типовым дискриминатором. Формируемые этими алгоритмами оценки приближаются к эффективным.

Алгоритмы с фильтрацией помехи предполагают измерение её параметров с последующей компенсацией помехи, что приводит к структурной избыточности устройства оценки параметров сигнала. Алгоритм с безынерционным нелинейным преобразованием входной смеси предполагает высокую апостериорную точность измерения, наличие перед блоком нелинейного преобразования (БНП) компенсатора полезного сигнала с опорными параметрами, являющимися оценками неизвестных параметров сигнала. Это особенно важно при большом отношении сигнал/помеха (ОСП) на входе измерителя информационных параметров сигнала. Одним из основных достоинств такого устройства оценки является отсутствие у него избыточности.

Названные алгоритмы эффективны в том случае, если расстройки между измеряемыми параметрами и их оценками настолько малы, что допускают возможность представления апостериорной плотности распределения вероятности (ПРВ) параметров сигнала в ряд по степеням указанных расстроек не выше второй. На практике, например в следящих измерителях [6–8], расстройки могут достигать довольно больших величин, а это приводит к нарушению оптимальности известных алгоритмов оценки информационных параметров.

Целью представленной работы является синтез квазиоптимальных алгоритмов оценки информационных параметров сигнала с безынерционным нелинейным преобразованием входной смеси сигнала и широкополосных негауссовских помех.

Рассмотрим и проанализируем как оптимальные в области малых расстроек алгоритмы, так и квазиоптимальные алгоритмы, способные работать при произвольных расстройках между измеряемыми параметрами и их оценками при любом ОСП на входе измерителя.

Нелинейная обработка информационных параметров сигнала при воздействии негауссовских широкополосных помех. Пусть на вход измерителя информационных параметров сигнала $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l)$ поступает аддитивная смесь $y(t)$ сигнала $s(t, \lambda)$ и негауссовской широкополосной помехи $n(t)$: $y(t) = s(t, \lambda) + n(t)$.

Проведя дискретизацию, будем иметь k отсчётов аддитивной смеси $y = (y_1, y_2, \dots, y_k)$, негауссовской широкополосной помехи $n = (n_1, n_2, \dots, n_k)$ и сигнала $s = (s_1, s_2, \dots, s_k)$.

Апостериорная ПРВ информационных параметров сигнала, полученная по выборке входной смеси будет определяться как

$$W_{\text{APS}}(\lambda) = W(\lambda | y) = W_{\text{APR}}(\lambda) \frac{W(\lambda | y)}{W(y)},$$

где $W_{\text{APS}}(\lambda)$ — апостериорная ПРВ, $W_{\text{APR}}(\lambda)$ — априорная ПРВ информационных параметров сигнала.

Будем считать, что отсчёты аддитивной помехи n_i между собой независимы; априорная ПРВ неизвестна и $W_{\text{APR}}(\lambda) = \text{const}$; $W_{\text{APS}}(\lambda)$ симметрична и унимодальна; измерение осуществляется с высокой апостериорной точностью, т. е. расстройки между информационными параметрами сигнала $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l)$ и их оценками $\hat{\lambda} = (\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_l)$ малы.

При этом оценки информационных параметров сигнала $\hat{\lambda} = \arg \max_{\lambda} W_{\text{APS}}(\lambda)$ удовлетворяют системе нелинейных дифференциальных уравнений

$$\sum_{i=1}^k \varepsilon_{ij} = 0, \quad j = \overline{1, l},$$

где $\varepsilon_{ij} = z(y_i - \hat{s}_i) \hat{s}'_{ij}$ — отсчёт сигнала ошибки $\varepsilon_j(t)$ на выходе дискриминатора параметра λ_j в момент времени $t_i = i\Delta t$; $z(n)$ — амплитудная характеристика (АХ) БНП; $\hat{s}_i = s_i(\hat{\lambda})$; $\hat{s}'_{ij} = \left. \frac{\partial}{\partial \lambda_j} s_i(\lambda) \right|_{\lambda = \hat{\lambda}}$.

Устройства оценки можно разделить на две группы. К первой группе относятся дискриминаторы, структурные схемы которых совпадают с оптимальными по критериям максимума функции правдоподобия и минимума обобщённой среднеквадратической ошибки (ОСКО) амплитудной характеристики БНП (дискриминаторы с общим БНП). Ко второй группе принадлежат дискриминаторы с оптимальными по критерию минимума обобщённой среднеквадратической ошибки БНП в каждом канале устройства оценки (дискриминаторы с каналными БНП).

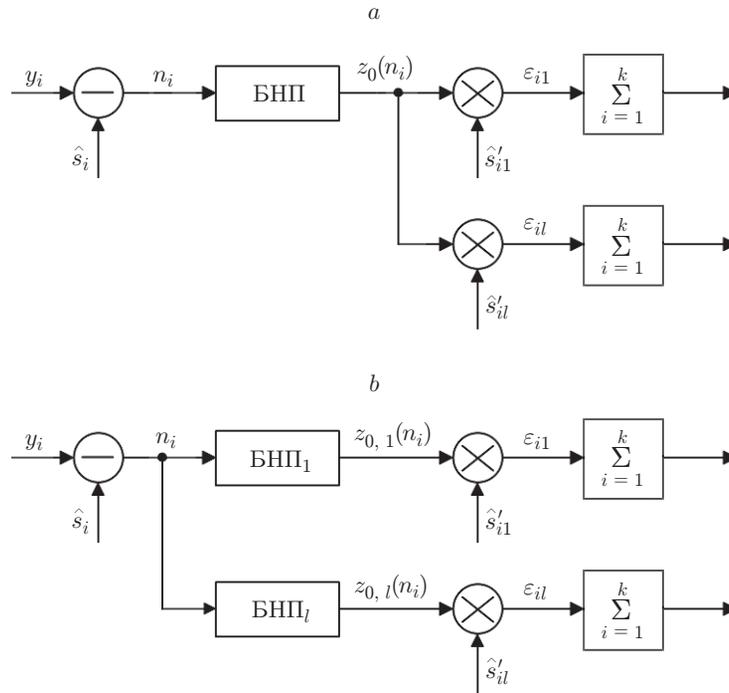


Рис. 1. Структурная схема дискриминатора информационных параметров сигнала:
 а — с общим БНП, б — с канальными БНП

На рис. 1, *a, b* представлены структурные схемы дискриминаторов информационных параметров сигнала, обеспечивающие $\max_{\lambda} W_{APC}(\lambda)$. В области малых расстройок $(\lambda - \hat{\lambda})$ схема дискриминатора, служащая для оценки информационных параметров сигнала, является оптимальной. Однако во время переходного процесса в следящих измерителях данное условие не выполняется. Поэтому весьма актуальной является задача синтеза дискриминатора информационных параметров сигнала, способного работать эффективно в условиях воздействия негауссовских помех и при произвольных расстройках $(\lambda - \hat{\lambda})$.

Для решения этой задачи будем использовать преобразование структурной схемы дискриминатора, изображённого на рис. 1, *a*, в схему, представленную на рис. 1, *b*, в которой канальные БНП имеют в общем случае различные АХ $z_j(n)$.

Анализ представленных на рис. 1 структурных схем дискриминаторов показывает, что сформированный сигнал ошибки ε_{ij} подвергается усреднению по времени, в результате чего выделяется постоянная составляющая сигнала ошибки, несущая в себе информацию о величине расстройки $(\lambda - \hat{\lambda})$, и снижается уровень флуктуации сигнала ошибки.

Основной задачей нелинейной обработки является уменьшение уровня флуктуаций сигнала ошибки ε_{ij} во всех каналах дискриминатора при фиксированном уровне постоянной составляющей сигнала ошибки для фиксированной расстройки $(\lambda - \hat{\lambda})$.

Другими словами, оптимальная нелинейная обработка должна минимизировать величину ОСКО:

$$\sigma = k^{-1} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1}^k [z_j(n_i + s_i - \hat{s}_i) \hat{s}'_{ij} - c_j]^2, \quad (1)$$

где c_j — произвольные константы, хотя бы одна из которых не равна нулю.

Необходимость усреднения во времени в выражении (1) квадратов отклонения сигнала ошибки $\varepsilon_j(t)$ от константы c_j обусловлена нестационарностью процесса $\varepsilon_j(t)$, вызванной изменением сигналов s_i , \hat{s}_i и \hat{s}'_{ij} во времени при фиксированной расстройке $(\lambda - \hat{\lambda})$.

Величина ОСКО σ является случайной, зависящей от конкретной реализации негауссовской широкополосной помехи [9]. Следовательно, оптимальные АХ БНП в каналах дискриминатора, минимизирующие выражение (1), также являются случайными, что при проведении анализа не совсем удобно. Поэтому будем использовать величину σ , усреднённую по множеству реализаций помехи:

$$\sigma_{cp} = M\{\sigma\} = k^{-1} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1-\infty}^k \int_{-\infty}^{\infty} [z_j(y) \hat{s}'_{ij} - c_j]^2 W_n(y - s_i + \hat{s}_i) dy.$$

Заметим, что для нестационарной помехи с изменяющейся во времени ПРВ мгновенных значений $W_n(n)$ при проведении анализа необходимо выбрать модель ПРВ, близкой к эквивалентной стационарной:

$$W_{ct}(n) = k^{-1} \sum_{i=1}^k W_n(n, i).$$

Так как

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

где $\varphi_j(n)$ — произвольные линейно независимые функции аргумента n , выборочные средние $k^{-1} \sum_{i=1}^k \varphi_j(n_i)$ являются несмещёнными оценками теоретических средних $M\{\varphi_j(n)\}$, полученных усреднением ПРВ $W_{ct}(n)$.

Оптимизация нелинейной обработки информационных параметров сигнала при воздействии негауссовских широкополосных помех. При оценке информационных параметров сигнала возможно два варианта оптимизации нелинейной обработки.

В первом варианте обработка производится по схеме, представленной на рис. 1, а. В этом случае оптимальная АХ БНП $z_0(y)$ и соответствующая ей величина ОСКО σ_1 могут быть найдены методами вариационного исчисления и линейной алгебры:

$$z_0(y) = \sum_{j=1}^l c_{0j} \varphi_j(y); \quad \sigma_1 = \min_{f_c} \sigma_{cp} = c_0^T c_0 (1 - \alpha_0), \quad (2)$$

где t — знак транспонирования; $c_0 = (c_{01}, c_{02}, \dots, c_{0l})^T$ — собственный вектор, соответствующий максимальному собственному значению α_0 матрицы \mathbf{R} с элементами

$$r_{q\nu} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_q(y) \varphi_\nu(y) W_{ct}(y) dy, \quad (3)$$

где

$$\varphi_q(y) = k^{-1} \sum_{i=1}^k \hat{s}'_{iq} \frac{W_n(y - s_i + \hat{s}_i)}{W_{ct}(y)}; \quad \varphi_\nu(y) = k^{-1} \sum_{i=1}^k \hat{s}'_{i\nu} \frac{W_n(y - s_i + \hat{s}_i)}{W_{ct}(y)};$$

$$W_{\text{ст}}(y) = k^{-1} \sum_{j=1}^l \sum_{i=1}^k \hat{s}'_{ij}{}^2 W_n(y - s_i + \hat{s}_i).$$

Во втором варианте обработка производится по схеме, представленной на рис. 1, *b*. В этом случае оптимальные АХ БНП $z_0(y)$ в каналах дискриминатора и соответствующая ей величина ОСКО σ_2 описываются выражениями

$$z_{0j}(y) = c_{0j} \varphi_j(y); \quad \sigma_2 = \min_{f_j} c_{\text{ст}} = c_{0q}^2 (1 - \alpha_q), \quad (4)$$

где

$$\varphi_j(y) = k^{-1} \sum_{i=1}^k \hat{s}'_{ij} \frac{W_n(y - s_i + \hat{s}_i)}{W_{\text{ст}j}(y)}; \quad \alpha_j = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_j^2(y) W_{\text{ст}j}(y) dy;$$

$$W_{\text{ст}j}(y) = k^{-1} \sum_{i=1}^k \sum_{i=1}^k \hat{s}'_{ij}{}^2 W_n(y - s_i + \hat{s}_i).$$

Здесь $q = \arg \max_q \alpha_q$; $c_{0j} = 0$, если $j \neq q$, где $\arg \max(\cdot)$ — точка максимума функции.

Воспользовавшись интегральным неравенством Коши — Шварца [10], можно доказать, что $\sigma_2 \leq \sigma_1$. Следовательно, дискриминатор, изготовленный по схеме рис. 1, *b*, с АХ БНП, выбранными в соответствии с выражением (4), эффективнее дискриминатора, выполненного по схеме рис. 1, *a*, в котором АХ БНП определяется из выражений (2) и (3). Исходя из этого, остановимся на дискриминаторе второго типа.

Анализ выражения (4) позволяет сделать вывод о том, что при использовании дискриминатора (см. рис. 1, *b*) в замкнутой следящей системе при изменении с течением времени величины расстройки $(\lambda - \hat{\lambda})$ в цепь обратной связи включается канал дискриминатора с номером $q = \arg \max_j \alpha_j$, так как $c_{0j} \neq 0$.

При этом изменяется расстройка $(\lambda_q - \hat{\lambda}_q)$. Каналы дискриминатора с номерами $j \neq q$ имеют БНП с АХ, в которых $c_{0j} = 0$, а значит, и нулевое значение сигнала ошибки $\varepsilon_j(t)$ в цепи обратной связи в системе слежения за параметрами λ_j . Следовательно, $\hat{\lambda}_j = \text{const}$, если $j \neq q$.

Так как в каждый момент времени работает только один из l каналов дискриминатора, далее будем рассматривать одноканальный дискриминатор, свойства которого принято оценивать по дискриминационным и флуктуационным характеристикам.

Дискриминационная и флуктуационная характеристики одноканального дискриминатора. Дискриминационная характеристика (ДХ) — это зависимость математического ожидания выходного сигнала дискриминатора $\varepsilon_j(t)$ от величины расстройки $(\lambda_j - \hat{\lambda}_j)$.

Флуктуационная характеристика (ФХ) — это зависимость спектральной плотности мощности $s(\omega, \lambda_j - \hat{\lambda}_j)$ флуктуаций $\varepsilon_j(t)$ на нулевой частоте $\omega = 0$ от расстройки $(\lambda_j - \hat{\lambda}_j)$.

Спектральная плотность мощности $s(\omega, \lambda_j - \hat{\lambda}_j)$ связана с мощностью флуктуаций $\sigma_{\varepsilon_j}^2$ выражением

$$\sigma_{\varepsilon_j}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega, \lambda_j - \hat{\lambda}_j) d\omega = 2s(0, \lambda_j - \hat{\lambda}_j) \Delta f_{\text{эк}}, \quad (5)$$

где $\Delta f_{\text{эк}}$ — эквивалентная шумовая полоса спектра флуктуаций на выходе дискриминатора.

Так как мы приняли, что отсчёты аддитивной помехи n_i , взятые через интервал времени Δt , между собой независимы, то $\Delta f_{\text{эк}} = f_{\text{в}} = 1/2\Delta t$.

С учётом данного равенства и выражения (5) находим связь ФХ $s(0, \lambda_j - \hat{\lambda}_j)$ с зависимостью мощности флуктуаций $\sigma_{\varepsilon_j}^2$ от величины расстройки $(\lambda_j - \hat{\lambda}_j)$:

$$s(0, \lambda_j - \hat{\lambda}_j) = \sigma_{\varepsilon_j}^2 \Delta t.$$

Следовательно, в нашем случае для определения ДХ и ФХ необходимо найти среднее значение процесса $\varepsilon_j(t)$ и его дисперсию.

Однако для произвольных расстроек $\Delta\lambda = (\lambda - \hat{\lambda})$ процесс $\varepsilon_j(t)$ даже при стационарной помехе является нестационарным, что обусловлено наличием регулярной составляющей $(s_i - \hat{s}_i)$ на входе БНП. С учётом этого воспользуемся методом, который принимается при анализе нестационарных случайных процессов. В данном случае производится усреднение некоторой функции $f[\varepsilon_j(t)]$ по времени и по множеству реализаций [4]. При этом среднее значение $\varepsilon_j(t)$ определяется из выражения

$$m_{\varepsilon_j} = M_{nh}\{z_j(n_i + s_i - \hat{s}_i)\hat{s}'_{ij}\} = h^{-1} \sum_{i=1}^h \int_{-\infty}^{\infty} z_j(y)\hat{s}'_{ij}W_n(y - s_i + \hat{s}_i)dy, \quad (6)$$

где $h = T/\Delta t$ — количество усреднённых отсчётов (T — время наблюдения).

Дисперсию $\sigma_{\varepsilon_j}^2$ процесса $\varepsilon_j(t)$ найдём как разность:

$$\sigma_{\varepsilon_j}^2 = M_{nh}\{z_j^2(n_i + s_i - \hat{s}_i)\hat{s}'_{ij}{}^2\} - M_{nh}\{z_j(n_i + s_i - \hat{s}_i)\hat{s}'_{ij}\}^2, \quad (7)$$

где

$$M_{nh}\{z_j^2(n_i + s_i - \hat{s}_i)\hat{s}'_{ij}{}^2\} = h^{-1} \sum_{i=1}^h \int_{-\infty}^{\infty} z_j^2(y)\hat{s}'_{ij}{}^2W_n(y - s_i + \hat{s}_i)dy.$$

При изменении уровня сигнала \hat{s}'_{ij} и вида нелинейного преобразования $z_j(y)$ изменяются среднее и дисперсия процесса $\varepsilon_j(t)$.

Более эффективным блоком из двух различных по АХ БНП следует считать тот блок, который при одинаковых по модулю величинах среднего значения сигнала ошибки m_{ε_j} обеспечивает меньшую дисперсию $\sigma_{\varepsilon_j}^2$, другими словами, максимум ОСП на j -м выходе дискриминатора, определяемого выражением

$$\rho_j = \frac{m_{\varepsilon_j}^2}{\sigma_{\varepsilon_j}^2} = \frac{p_j}{1 - p_j}, \quad (8)$$

где

$$p_j = \left[h^{-1} \sum_{i=1}^h \int_{-\infty}^{\infty} z_j(y)\hat{s}'_{ij}W_n(y - s_i + \hat{s}_i)dy \right]^2 / \left(h^{-1} \sum_{i=1}^h \int_{-\infty}^{\infty} z_j^2(y)\hat{s}'_{ij}{}^2W_n(y - s_i + \hat{s}_i)dy \right).$$

Воспользовавшись интегральным неравенством Коши — Шварца, можно показать, что величина p_j удовлетворяет неравенству $p_j \leq \alpha_j$. Если $z_j(y) = z_{0j}(y)$, то данное неравенство переходит в равенство $p_j = \alpha_j$. Здесь α_j и $z_{0j}(y)$ определяются исходя из выражения (4).

Неравенство $p_j \leq \alpha_j$ показывает, что если АХ БНП отличается от оптимальной $z_{0j}(y)$, то $\rho_j \leq \rho_{j \max}$.

Следует отметить, что величина p_j зависит от величины расстройки. Если величина расстройки стремится к нулю: $(\lambda - \hat{\lambda}) \rightarrow 0$, то и величина p_j также будет стремиться к нулю: $p_j \rightarrow 0$.

На практике удобнее пользоваться показателем относительной эффективности дискриминатора с нелинейной обработкой, чем с линейной, т. е. величиной $\mu_j = \rho_j / \rho_{j \text{лин}}$, получившей название коэффициента подавления помех. Значения $\rho_j \leq \rho_{j \text{лин}}$ в этом выражении будут определяться из формулы (8).

Для линейного дискриминатора величина среднего значения сигнала ошибки и её дисперсия будут найдены из выражений

$$m_{\varepsilon_j \text{лин}} = h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}(s_i - \hat{s}_i); \quad \sigma_{\varepsilon_j \text{лин}}^2 = h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}{}^2 [p_n + (s_i - \hat{s}_i)^2], \quad (9)$$

где $p_n = \sigma_n^2$ (σ_n^2 — дисперсия аддитивной помехи).

Из выражения (9) видно, что в области малых расстроек величина $\rho_{j \text{лин}}$ имеет вид

$$\rho_{j \text{лин}}(\Delta\lambda_j \approx 0) = p_{j \text{лин}}(\Delta\lambda_j \approx 0) = \left[h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}(s_i - \hat{s}_i) \right]^2 / \left(p_n h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}{}^2 \right). \quad (10)$$

Можно определить коэффициент подавления помех μ_j для случая $\Delta\lambda_j \approx 0$ при произвольном преобразовании $z_j = f_j(y)$.

Разложим процесс на выходе БНП в ряд Тейлора по степеням разности $(s_i - \hat{s}_i)$:

$$z_j(n_i + s_i - \hat{s}_i) \approx z_j(n_i) + (s_i - \hat{s}_i) f'_j(n_i), \quad (11)$$

и ограничимся двумя первыми членами, так как $(s_i - \hat{s}_i) \cong 0$.

Используя выражения (11), (6) и (7), найдём среднее значение и дисперсию процесса $\varepsilon_j(t)$:

$$m_{\varepsilon_j(\Delta\lambda_j \approx 0)} = M_{nh} \{ z_j(n_i + s_i - \hat{s}_i) \hat{s}'_{ij} \} = M \{ n_j(n) \} h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}(s_i - \hat{s}_i); \quad (12)$$

$$\sigma_{\varepsilon_j(\Delta\lambda_j \approx 0)} \cong M \{ z_j^2(n) \} h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}{}^2.$$

Заметим, что при выводе выражения для дисперсии мы пренебрегли квадратом среднего $m_{\varepsilon_j}^2$, так как величина m_{ε_j} при уменьшении $\Delta\lambda_j$ до нуля также стремится к нулю.

Выражения (12) определяют ДХ и ФХ дискриминатора с БНП в области малых расстройек. С помощью этих выражений можно найти ещё один важнейший параметр дискриминатора — крутизну ДХ:

$$s_\rho = \left. \frac{\partial m_{\varepsilon_j}}{\partial \lambda_j} \right|_{\lambda_j = \hat{\lambda}_j} = M\{z_j(n)\} h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}{}^2.$$

Здесь мы учли, что $\hat{s}'_{ij} = \left. \frac{\partial s_i}{\partial \lambda_j} \right|_{\lambda_j = \hat{\lambda}_j}$.

Воспользовавшись выражением (12), найдём величину коэффициента подавления помехи и величину ОСП, которая совпадает с выражением (10):

$$\mu_j(\Delta\lambda_j \approx 0) = \frac{\rho_j(\Delta\lambda_j \approx 0)}{\rho_{j \text{ лин}}(\Delta\lambda_j \approx 0)} = p_n \frac{M\{z_j(n)\}^2}{M\{z_j^2(n)\}},$$

$$\rho_j(\Delta\lambda_j \approx 0) = \frac{m_{\varepsilon_j}^2}{\sigma_{\varepsilon_j}^2} = \left[h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}(s_i - \hat{s}_i) \right]^2 / \left(h^{-1} \sum_{i=1}^h \hat{s}'_{ij}{}^2 \right) \frac{M\{z_j(n)\}^2}{M\{z_j^2(n)\}}.$$

Оптимизация амплитудной характеристики дискриминатора при воздействии аддитивной широкополосной помехи с распределением Лапласа. Найдём оптимальные АХ БНП и максимальное значение коэффициента подавления негауссовских помех в дискриминаторах амплитуды U_s и фазы φ_s гармонического сигнала с известной начальной частотой ω_0 на примере воздействия на обрабатываемый сигнал аддитивной широкополосной помехи с распределением Лапласа $W(n) = (\alpha/2) \exp\{-\alpha|n|\}$, где α — параметр распределения (параметр масштаба).

На рис. 2 приведены оптимальные АХ БНП для амплитудного дискриминатора (АД) $z_{0\text{АД}}(n)$, когда параметры распределения лапласовской помехи $\alpha = 1$, $\sigma_n^2 = 2/\alpha$ и ОСП на входе дискриминатора, определяемое выражением $\rho_{\text{вх АД}} = (U_s - \hat{U}_s)^2 / 2p_n = (U_s - \hat{U}_s)^2 / 2\sigma_n^2$, принимает ряд значений: 17, 10, 0, -10, -20, -30 дБ.

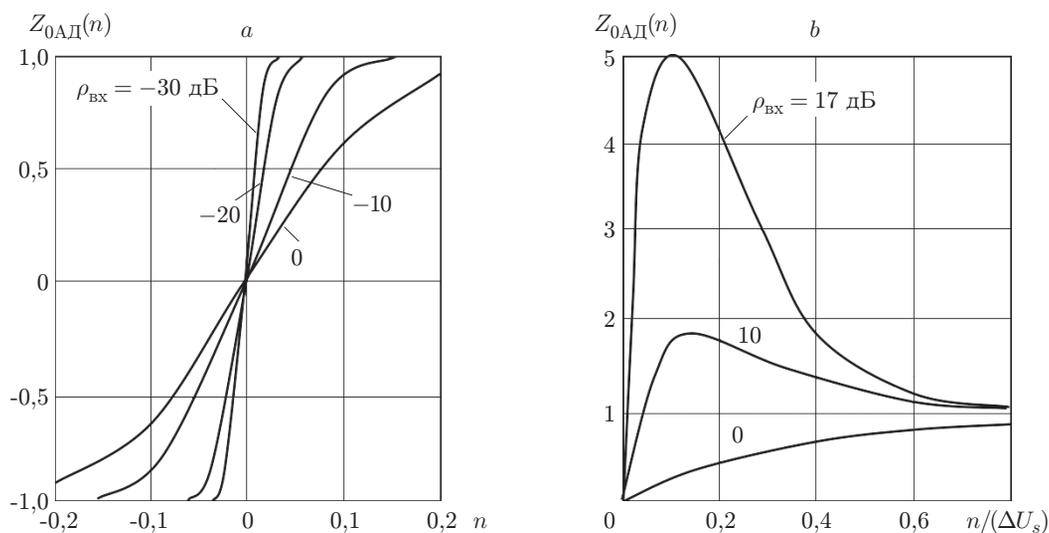


Рис. 2. Зависимости оптимальных амплитудных характеристик БНП: a — от негауссовской помехи n , b — от относительной расстройки $n/(\Delta U_s)$

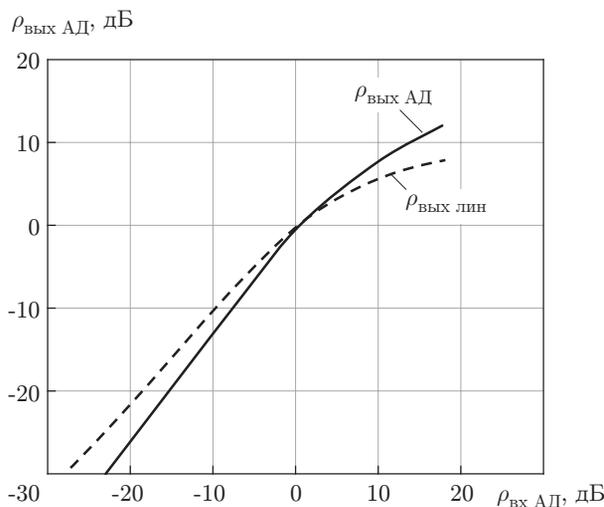


Рис. 3. Зависимости $\rho_{\text{вых АД}} = f(\rho_{\text{вх АД}})$ и $\rho_{\text{вых лин}} = f(\rho_{\text{вх АД}})$

Анализ приведённых зависимостей показывает, что при уменьшении расстройки $\Delta U_s = (\hat{U}_s - U_s)$ до нуля оптимальная АХ БНП $z_{0\text{АД}}(n)$ стремится к амплитудной характеристике идеального ограничителя. При $\rho_{\text{вх АД}} \cong 1$ линейный участок оптимальной АХ БНП имеет максимальную длину. При увеличении $\rho_{\text{вх АД}}$ до 17 дБ оптимальная АХ приближается к гиперболическому виду с линейным участком около начала координат.

На рис. 3 приведены зависимости $\rho_{\text{вых АД}}$ и $\rho_{\text{вых лин}}$ от величины $\rho_{\text{вх АД}}$, из которых видно, что выигрыш от применения нелинейной обработки при $\rho_{\text{вх АД}} = -10$ дБ составляет $\mu_U \cong 3$ дБ, а при $\rho_{\text{вх АД}} = 0$ дБ выигрыш минимален — $\mu_U = 0$ дБ. С увеличением $\rho_{\text{вх АД}}$ он также начинает расти и при $\rho_{\text{вх АД}} \cong +17$ дБ возрастает до 6,5 дБ.

На рис. 4 изображены оптимальные АХ БНП для фазового дискриминатора (ФД) $z_{0\text{ФД}}(n)$ при расстройках фазы $\Delta\varphi_s = (\varphi_s - \hat{\varphi}_s) = 1, 10$ и 90° , параметре ПРВ лапласовской помехи $\alpha = 1$ и входном ОСП $\rho_{\text{вх ФД}} = U_s^2/2p_n = U_s^2/2\sigma_n^2 = 1$, где $\sigma_n^2 = 2/\alpha$. Анализ представленных на рисунке зависимостей показывает, что при уменьшении расстройки фазы $\Delta\varphi_s$ до нуля оптимальная АХ БНП приближается к амплитудной характеристике идеального ограничителя. С увеличением расстройки до 90° растёт и линейный участок ограничителя оптимальной АХ БНП.

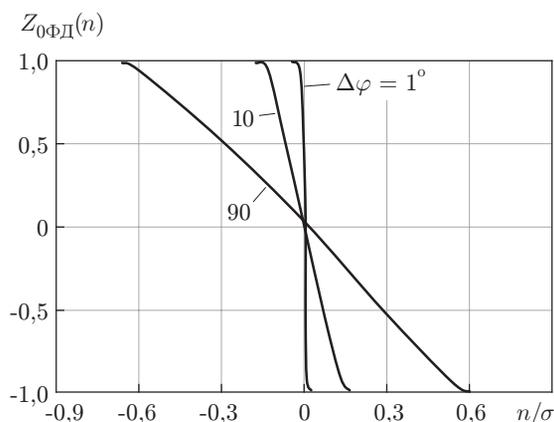


Рис. 4. Оптимальные амплитудные характеристики БНП фазового дискриминатора

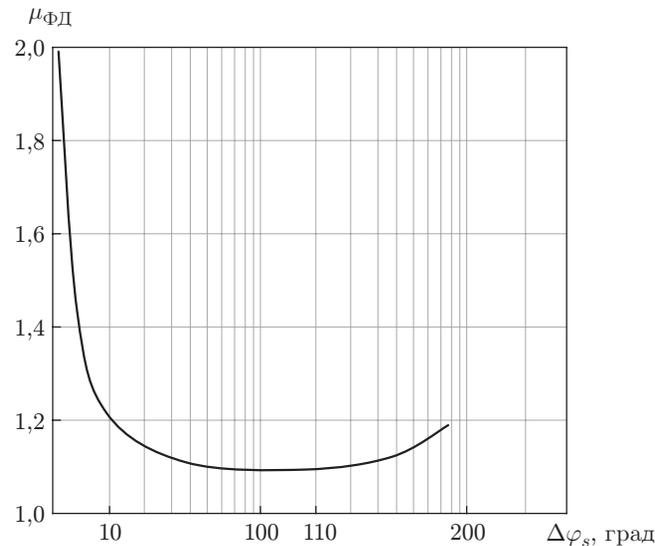


Рис. 5. Зависимость коэффициента подавления $\mu_{\text{ФД}} = f(\Delta\varphi_s)$ от расстройки фазы

На рис. 5 приведена зависимость коэффициента подавления $\mu_{\text{ФД}} = \rho_{\text{вых ФД}}/\rho_{\text{вых лин}}$ от расстройки фазы $\Delta\varphi_s$ от 0 до 180°. Анализ этой зависимости показывает, что выигрыш от нелинейной обработки максимален при $\Delta\varphi_s = 0^\circ$ и составляет $\mu_{\text{ФД}} = 2$, а при $\Delta\varphi_s \cong 108^\circ$ имеет наименьшее значение — $\mu_{\text{ФД}} \approx 1,1$. С увеличением расстройки $\Delta\varphi_s$ величина выигрыша немного растёт и при $\Delta\varphi_s \cong 180^\circ$ составляет $\mu_{\text{ФД}} \approx 1,2$.

Аналогичных результатов можно досчитать и при других распределениях аддитивных широкополосных помех, ПРВ которых отличается от гауссовской [9], и сделать вывод, что выигрыш от применения нелинейной обработки тем лучше, чем больше ПРВ воздействующей на сигнал аддитивной помехи отличается от гауссовской. Это полностью совпадает с результатами, полученными в [4, 6, 7, 11].

Заключение. Рассмотрена нелинейная обработка информационных параметров сигнала при воздействии аддитивных негауссовских широкополосных помех. Показано, что при больших расстройках целесообразно использовать квазиоптимальные устройства оценки информационных параметров сигнала, минимизирующие величину обобщённой среднеквадратической ошибки. Последняя представляет собой усреднённую по времени и по множеству реализаций помехи сумму l (по числу оцениваемых параметров) квадратов отклонений сигналов ошибки дискриминатора от заданных фиксированных уровней.

Устройства оценки можно разделить на две группы: дискриминаторы с общим БНП и дискриминаторы с канальными БНП. Дискриминаторы, относящиеся ко второй группе, обеспечивают меньшее значение обобщённой среднеквадратической ошибки, чем дискриминаторы первой группы. При использовании таких дискриминаторов в замкнутой следящей системе в каждый момент времени в цепи обратной связи работает только тот канал дискриминатора, в котором в данный момент времени будет большее отношение сигнал/помеха.

Показано, что вид оптимальных амплитудных характеристик БНП зависит от одномерной плотности распределения вероятностей аддитивной помехи, вида сигнала и величины расстройки между измеряемыми параметрами и их оценками. Чем больше плотность распределения вероятностей воздействующей на сигнал аддитивной помехи отличается от гауссовской, тем больше выигрыш от применения нелинейной обработки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

2. **Тихонов В. И., Кульман Н. К.** Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
3. **Тихонов В. И.** Нелинейные преобразования случайных процессов. М.: Радио и связь, 1986. 296 с.
4. **Тихонов В. И., Харисов В. Н.** Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
5. **Репин В. Г., Тартаковский Г. П.** Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.
6. **Валеев В. Г., Гонопольский В. Б.** Метод амплитудного подавления негауссовских помех // Радиотехника и электроника. 1981. **26**, № 11. С. 2301–2307.
7. **Антонов О. Е.** Оптимальное обнаружение сигналов в негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. 1967. **12**, № 4. С. 579–587.
8. **Артюшенко В. М., Воловач В. И.** Измерения информационных параметров сигнала в условиях воздействия аддитивных негауссовских коррелированных помех // Автометрия. 2016. **52**, № 6. С. 22–28.
9. **Артюшенко В. М., Воловач В. И.** Идентификация параметров распределения аддитивных и мультипликативных негауссовских помех // Автометрия. 2017. **53**, № 3. С. 36–43.
10. **Артюшенко В. М.** Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. М.: ФГБОУ ВПО ФТА, Изд-во «Канцлер», 2014. 298 с.
11. **Акимов П. С., Бакут П. А., Богданович В. А. и др.** Теория обнаружения сигналов /Под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.

Поступила в редакцию 10 июля 2017 г.
