

УДК 621.391.26 : 519.2

НЕЛИНЕЙНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ УЗКОПОЛОСНЫХ НЕГАУССОВСКИХ ПОМЕХ

© В. М. Артюшенко¹, В. И. Воловач²

¹Технологический университет,
141070, г. Королёв Московской обл., ул. Гагарина, 42

²Поволжский государственный университет сервиса,
445017, г. Тольятти, ул. Гагарина, 4
E-mail: artuschenko@mail.ru
volovach.vi@mail.ru

Рассмотрена обработка информационных параметров сигнала в условиях безынерционного нелинейного преобразования входной смеси сигнала и узкополосных негауссовских помех. Проведён анализ нелинейной обработки параметров сигнала как в области малых, так и произвольных расстройках между измеряемыми параметрами сигнала и их оценками, а также при случайном отношении сигнал/помеха на входе измерителя. Получены два варианта оптимизации многоканального дискриминатора по критерию минимума обобщённой среднеквадратической ошибки и соответствующие им структурные схемы. Найден вектор оптимальных амплитудных характеристик блока нелинейного преобразования. Показано, что дискриминационная и флуктуационная характеристики дискриминатора задаются средним значением сигнала ошибки и его дисперсией.

Ключевые слова: блок нелинейного преобразования, многоканальный дискриминатор, величина расстройки между измеряемыми параметрами, обобщённая среднеквадратическая ошибка, отношение сигнал/помеха.

DOI: 10.15372/AUT20190111

Введение. Оценке параметров полезного сигнала, подверженного воздействию негауссовского шума, посвящено большое число работ [1–7]. Полученные в них алгоритмы нелинейной фильтрации основываются на представлении аддитивного негауссовского шума многосвязным марковским процессом. Этим алгоритмам соответствуют устройства оценки информационных параметров сигнала с фильтрацией помехи и с безынерционным нелинейным преобразованием наблюдаемой смеси сигнала и негауссовского шума. Оценки, формируемые названными алгоритмами, близки к эффективным. При этом использование таких алгоритмов ведёт к структурной избыточности устройств оценки параметров сигнала, поскольку алгоритмы предполагают измерение параметров помехи с её последующей компенсацией.

Применение алгоритма с безынерционным нелинейным преобразованием входной смеси сигнала и помехи [8] предполагает высокую апостериорную точность измерения, наличие перед блоком нелинейного преобразования (БНП) компенсатора сигнала с опорными параметрами, являющимися оценками его неизвестных параметров. Это особенно важно при большом отношении сигнал/помеха (ОСП) на входе измерителя параметров сигнала. Очевидное достоинство такого устройства — отсутствие избыточности.

Вместе с тем данные алгоритмы эффективны лишь при малых расстройках (отличиях) между измеряемыми параметрами и их оценками, когда возможно представление апостериорной плотности распределения вероятности (ПРВ) параметров сигнала в ряд по степеням указанных расстройок не выше второй. Однако на практике, например в случаях, описанных в [6, 7, 9], в следящих измерителях во время переходного процесса расстройки

могут достигать достаточно больших величин, что ведёт к нарушению оптимальности известных алгоритмов.

Целью представленной работы является анализ нелинейной обработки в полосовом тракте оценки информационных параметров сигнала, способной эффективно осуществляться как в области малых, так и произвольных расстроек между измеряемыми параметрами и их оценками при любом ОСП на входе в условиях воздействия аддитивных негауссовских узкополосных помех.

Нелинейная обработка в квадратурах. Рассмотрим случай оптимального измерения параметров сигнала λ на фоне негауссовских узкополосных помех. Пусть на вход измерителя поступает аддитивная смесь $y(t)$ сигнала $s(t, \lambda)$ и узкополосной помехи с негауссовским характером распределения $n(t)$: $y(t) = s(t, \lambda) + n(t)$, в которой $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_p)$ — вектор p неизвестных параметров сигнала.

Считаем, что входная смесь сигнала и помехи является узкополосным колебанием, при этом спектр помехи близок по полосе частот к полезному сигналу. Такие помехи возникают в радио- и гидролокации при отражении от подстилающей поверхности и сосредоточенных отражателей [1, 2, 4].

Так как входная смесь — узкополосный процесс, представим её в виде квадратурного разложения $y(t) = U_{1y}(t) \sin \omega_0 t + U_{2y}(t) \cos \omega_0 t$, где U_{1y} и U_{2y} — квадратурные составляющие комплексной огибающей входной смеси; ω_0 — несущая частота сигнала. Запишем квадратурные компоненты смеси U_{1y} и U_{2y} в виде суммы

$$U_{1y}(t) = U_{1s}(t, \lambda) + U_{1n}(t); \quad U_{2y}(t) = U_{2s}(t, \lambda) + U_{2n}(t),$$

где $U_{1s}(t, \lambda)$, $U_{2s}(t, \lambda)$ и $U_{1n}(t)$, $U_{2n}(t)$ — соответственно квадратурные компоненты сигнала и помехи, медленно меняющейся в сравнении с $\cos \omega_0 t$.

Заметим, что при известной частоте ω_0 медленно меняющиеся процессы U_{1y} и U_{2y} являются достаточными статистиками для наблюдения.

На интервале наблюдения T из входной смеси через интервал Δt возьмём k выборочных значений $y(t_i) = y_i$ (отсчётов). Считаем, что отсчёты квадратур входной смеси y_i , взятые через интервал времени $\Delta t = 1/2f_B$, где f_B — верхняя частота спектра аддитивной помехи, будут между собой независимы [3, 4].

Уравнение наблюдения в этом случае примет вид

$$\begin{aligned} y(t_i) = s(t_i, \lambda) + n_i &= [U_{1s}(t_i, \lambda) + U_{1n}(t_i)] \sin \omega_0 t_i + [U_{2s}(t_i, \lambda) + U_{2n}(t_i)] \cos \omega_0 t_i = \\ &= [U_{1si} + U_{1ni}] \sin \omega_0 t_i + [U_{2si} + U_{2ni}] \cos \omega_0 t_i. \end{aligned}$$

Заметим, что на практике, как правило, шаг дискретизации Δt определяется требуемой точностью измерения. Поэтому в каждом конкретном случае величина шага дискретизации задаётся отдельно с учётом верхней частоты воздействующей негауссовской помехи. Влияние шага дискретизации на точность измерения можно проследить на примере сравнительной оценки потенциальной точности измерения информационного параметра (частоты ω) узкополосного сигнала при воздействии узкополосной негауссовской помехи при непрерывной и дискретной обработках. В качестве оценки примем отношение [5]

$$\frac{\sigma_{н\hat{\lambda}}^2}{\sigma_{д\hat{\lambda}}^2} = \delta_\sigma^2 = \frac{2(1 + \exp(-2l) - 2 \exp(-l) \cos \gamma l)}{l(1 + \gamma^2)(1 - \exp(-2l))},$$

где $\sigma_{н\hat{\lambda}}^2$ и $\sigma_{д\hat{\lambda}}^2$ — дисперсии оценки информационного параметра $\lambda = \{\omega\}$ при непрерывной и дискретной обработках соответственно; $l = \Omega_n \Delta t$ — нормированный интервал дискретизации по времени; $\gamma = \omega/\Omega_n$ — нормированная частота; Ω_n — ширина полосы частот, занимаемая негауссовской помехой.

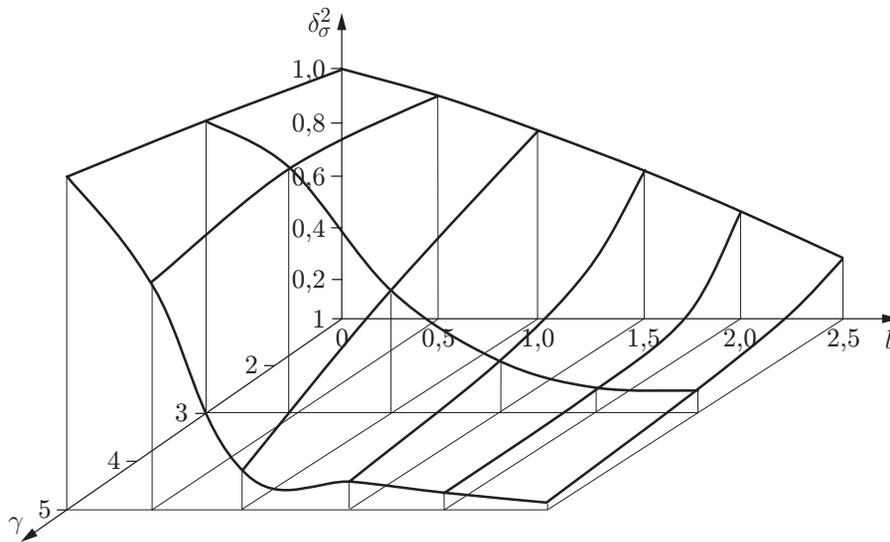


Рис. 1. Зависимость $\delta_\sigma^2 = f(l, \gamma)$

Из приведённых на рис. 1 зависимостей $\delta_\sigma^2 = f(l, \gamma)$ видно, что с уменьшением шага дискретизации выигрыш в точности возрастает. Однако для того чтобы сохранялось условие независимости отсчётов квадратур входной смеси, шаг дискретизации, как правило, не должен быть меньше величины, определяемой выражением $\Delta t = 1/2f_B$ [3, 4].

Для проведения дальнейших исследований примем следующие допущения.

1. Считаем, что отсчёты квадратурных компонент помехи $U_{1n}(t_i)$, $U_{2n}(t_i)$ независимы относительно отсчётов $U_{1n}(t_j)$, $U_{2n}(t_j)$, $i \neq j$. В этом случае многомерная ПРВ отсчётов квадратур факторизуется и мы можем записать $W_{2k}(U_{1n,1}, U_{2n,1}; \dots; U_{1nk}, U_{2nk}) =$

$$= \prod_{i=1}^k W_{2n}(U_{1ni}, U_{2ni}).$$

2. Априорная ПРВ параметров сигнала неизвестна, поэтому считаем, что $W_{\text{апр}}(\boldsymbol{\lambda}) = \text{const}$.

3. Выполняются условия высокой апостериорной точности измерения, т. е. расстройки между измеряемыми параметрами сигнала $\boldsymbol{\lambda} = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_p)$ и их оценками $\hat{\boldsymbol{\lambda}} = (\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_p)$ близки к нулю, что эквивалентно выполнению приближённого равенства $s(t, \boldsymbol{\lambda}) - s(t, \hat{\boldsymbol{\lambda}}) \cong 0$.

4. Апостериорная ПРВ параметров сигнала $W_{\text{апс}}(\boldsymbol{\lambda})$ симметрична и унимодальна, а её логарифм определяется выражением

$$\begin{aligned} \ln W_{\text{апс}}(\boldsymbol{\lambda}) = & \sum_{i=1}^k \ln W_{2n}[U_{1yi} - U_{1si}(\boldsymbol{\lambda}), U_{2yi} - U_{2si}(\boldsymbol{\lambda})] - \\ & - \ln W_{2k}(U_{1n1}, U_{2n1}; \dots; U_{1nk}, U_{2nk}) - \ln W_{\text{апр}}(\boldsymbol{\lambda}). \end{aligned}$$

В качестве оценок параметров $\hat{\boldsymbol{\lambda}} = (\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_p)$ выбираем такие, которые обеспечивают максимум апостериорной ПРВ или её логарифма, удовлетворяя при этом системе дифференциальных уравнений

$$\sum_{i=1}^k \frac{\partial}{\partial \lambda_j} \ln W_{2n}[U_{1yi} - U_{1si}, U_{2yi} - U_{2si}]|_{\boldsymbol{\lambda}=\hat{\boldsymbol{\lambda}}} = 0; \quad j = \overline{1, l},$$

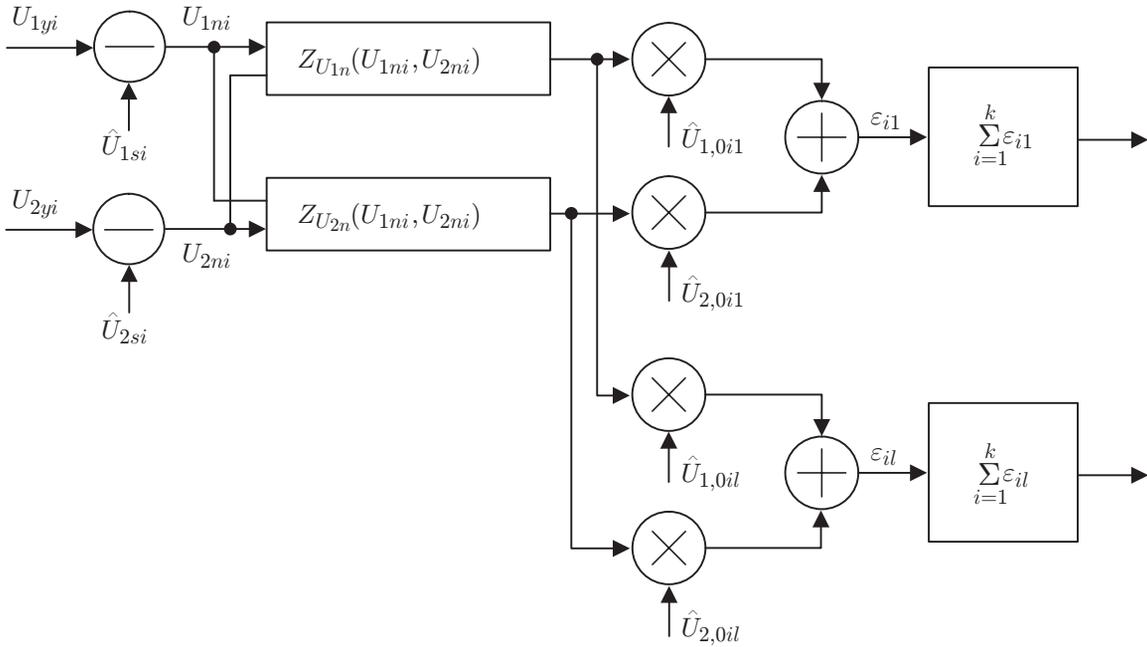


Рис. 2. Структурная схема, реализующая алгоритм (1)

где $U_{1si} = U_{1si}(\boldsymbol{\lambda})$, $U_{2si} = U_{2si}(\boldsymbol{\lambda})$, которую можно привести к виду

$$\sum_{i=1}^k \varepsilon_{ij} = \sum_{i=1}^k [Z_{U_{1n}}(U_{1yi} - \hat{U}_{1si}, U_{2yi} - \hat{U}_{2si})\hat{U}_{1,0ij} + Z_{U_{2n}}(U_{1yi} - \hat{U}_{1si}, U_{2yi} - \hat{U}_{2si})\hat{U}_{2,0ij}] = 0. \quad (1)$$

Здесь ε_{ij} — отсчёт сигнала ошибки $\varepsilon_j(t)$ на j -м выходе дискриминатора в момент времени $t_i = i \Delta t$; $\hat{U}_{1si} = U_{1si}(\hat{\boldsymbol{\lambda}})$; $\hat{U}_{2si} = U_{2si}(\hat{\boldsymbol{\lambda}})$; $\hat{U}_{1,0ij} = \partial U_{1si}(\boldsymbol{\lambda}) / \partial \lambda_j |_{\boldsymbol{\lambda}=\hat{\boldsymbol{\lambda}}}$; $\hat{U}_{2,0ij} = \partial U_{2si}(\boldsymbol{\lambda}) / \partial \lambda_j |_{\boldsymbol{\lambda}=\hat{\boldsymbol{\lambda}}}$; $Z_{U_{1n}} = Z_{U_{1n}}(U_{1n}, U_{2n}) = -\partial \ln W_{n2}(U_{1n}, U_{2n}) / \partial U_{1n}$ и $Z_{U_{2n}} = Z_{U_{2n}}(U_{1n}, U_{2n}) = -\partial \ln W_{n2}(U_{1n}, U_{2n}) / \partial U_{2n}$ — амплитудные характеристики (АХ) БНП в квадратурных каналах.

Реализующая алгоритм (1) структурная схема устройства оценки параметров сигнала при действии негауссовских узкополосных помех и расстройки $\Delta \boldsymbol{\lambda} = \boldsymbol{\lambda} - \hat{\boldsymbol{\lambda}} \cong 0$ представлена на рис. 2.

Оптимальная нелинейная обработка параметров сигнала в условиях воздействия негауссовских узкополосных помех при произвольных расстройках. Определим оптимальную нелинейную обработку в многоканальном дискриминаторе, эффективную для произвольных расстройок $(\boldsymbol{\lambda} - \hat{\boldsymbol{\lambda}})$, воспользовавшись критерием минимума обобщённой среднеквадратической ошибки (ОСКО).

Как известно, 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 $(\boldsymbol{\lambda} - \hat{\boldsymbol{\lambda}})$. Следовательно, оптимальная нелинейная обработка должна минимизировать величину

ОСКО:

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

где \hat{s}'_{ij} — производная оценки сигнала на j -м выходе дискриминатора в момент времени i ; c_j — произвольные константы, хотя бы одна из которых на j -м выходе не равна нулю.

Учитывая, что величина ОСКО является случайной, зависящей от конкретной реализации негауссовской помехи, в дальнейшем будем использовать величину σ , усреднённую по множеству реализаций помехи:

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

Для обработки в квадратурах с учётом (1) выражение для ОСКО σ_{cp} примет вид

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{cp}} = & \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [Z_{U_{1nj}}(U_{1n}, U_{2n}) \hat{U}_{1,0ij} + Z_{U_{2nj}}(U_{1n}, U_{2n}) \hat{U}_{2,0ij} - c_j]^2 \times \\ & \times W_{2n}(U_{1ni} - U_{1si} + \hat{U}_{1si}, U_{2ni} - U_{2si} + \hat{U}_{2si}) dU_{1n} dU_{2n}. \end{aligned}$$

Представим это выражение в векторно-матричном виде:

$$\sigma_{\text{cp}} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^l (\mathbf{F}_j^{\top} \mathbf{D}_j \mathbf{F}_j - 2c_j \mathbf{F}_j^{\top} \mathbf{Y}_j + c_j^2) dU_{1n} dU_{2n},$$

где $\mathbf{F}_j = (f_{jU_{1n}}(U_{1n}, U_{2n}), f_{jU_{2n}}(U_{1n}, U_{2n}))^{\top}$ — вектор АХ БНП в квадратурных каналах; \top — знак транспонирования; \mathbf{D}_j — симметричная матрица со следующими элементами:

$$d_{11}^j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \hat{U}_{1,0ij}^2 W_{2n}(U_{1ni} - U_{1si} + \hat{U}_{1si}, U_{2ni} - U_{2si} + \hat{U}_{2si});$$

$$d_{12}^j = d_{21}^j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \hat{U}_{1,0ij} \hat{U}_{2,0ij} W_{2n}(U_{1ni} - U_{1si} + \hat{U}_{1si}, U_{2ni} - U_{2si} + \hat{U}_{2si});$$

$$d_{22}^j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \hat{U}_{2,0ij}^2 W_{2n}(U_{1ni} - U_{1si} + \hat{U}_{1si}, U_{2ni} - U_{2si} + \hat{U}_{2si});$$

\mathbf{Y}_j — вектор с элементами:

$$y_1^j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \hat{U}_{1,0ij} W_{2n}(U_{1ni} - U_{1si} + \hat{U}_{1si}, U_{2ni} - U_{2si} + \hat{U}_{2si});$$

$$y_2^j = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \hat{U}_{2,0ij} W_{2n}(U_{1ni} - U_{1si} + \hat{U}_{1si}, U_{2ni} - U_{2si} + \hat{U}_{2si}).$$

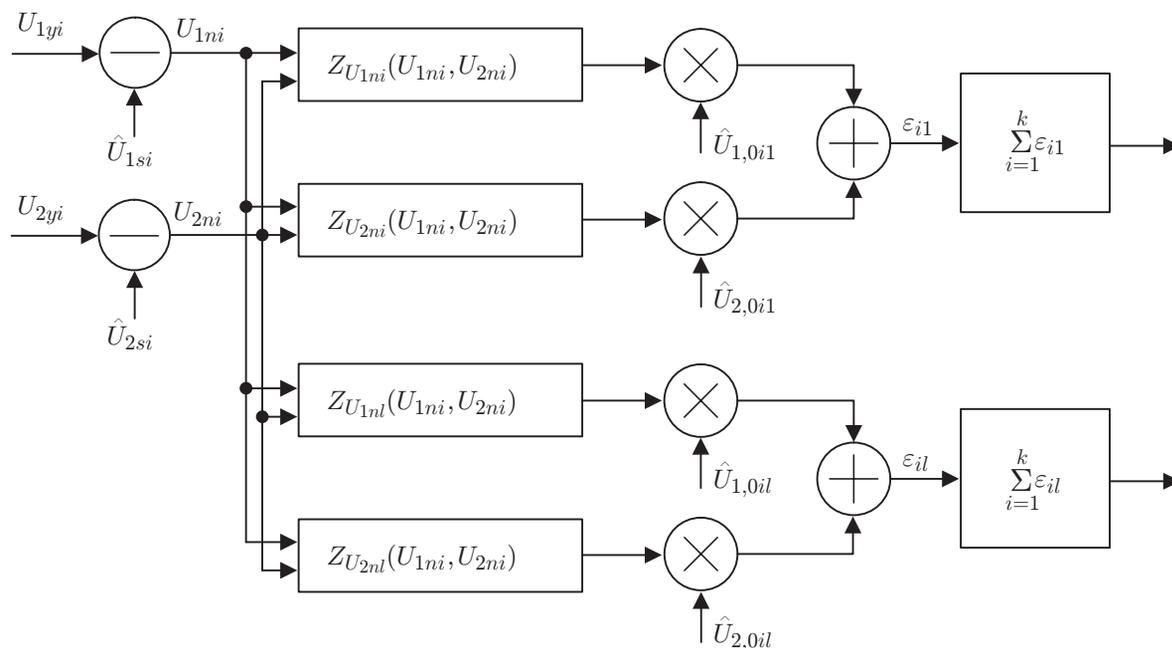


Рис. 3. Структурная схема, реализующая нелинейную обработку выражений (7) в следящей системе

Рассмотрим два варианта оптимизации многоканального дискриминатора по минимуму ОСКО. В первом варианте полагаем $\mathbf{F}_j = \mathbf{F}$, что соответствует структурной схеме дискриминатора, приведённой на рис. 2. Вектор оптимальных АХ БНП в квадратурных каналах \mathbf{F}_0 и величина ОСКО σ_1 определяются выражениями

$$\mathbf{F}_0 = \sum_{j=1}^l \mathbf{c}_{0j} \left(\sum_{m=1}^l \mathbf{D}_m \right)^{-1} \mathbf{Y}_j; \quad \sigma_1 = \mathbf{c}_0^\top \mathbf{c}_0 (1 - \alpha_0),$$

в которых $\mathbf{c}_0 = (c_{01}, c_{02}, \dots, c_{0l})^\top$ — собственный вектор, соответствующий максимальному собственному значению α_0 матрицы \mathbf{R} с элементами

$$r_{mq} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Y}_m^\top \left(\sum_{j=1}^l \mathbf{D}_j \right)^{-1} \mathbf{Y}_q dU_{1n} dU_{2n}.$$

Во втором варианте обработка производится по схеме, представленной на рис. 3. Вектор оптимальных АХ БНП \mathbf{F}_{0j} и величина ОСКО σ_2 определяются выражениями

$$\mathbf{F}_{0j} = \mathbf{c}_{0j} \mathbf{D}_j^{-1} \mathbf{Y}_j; \quad \sigma_2 = \mathbf{c}_{0m}^2 (1 - \alpha_m), \quad (2)$$

в которых

$$m = \arg \max_j \alpha_j; \quad \alpha_j = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{Y}_j^\top \mathbf{D}_j^{-1} \mathbf{Y}_j dU_{1n} dU_{2n}; \quad \mathbf{c}_{0j} = 0, \text{ если } j \neq m.$$

Между величинами ОСКО, полученными в первом и втором вариантах, выполняется соотношение $\sigma_2 \leq \sigma_1$.

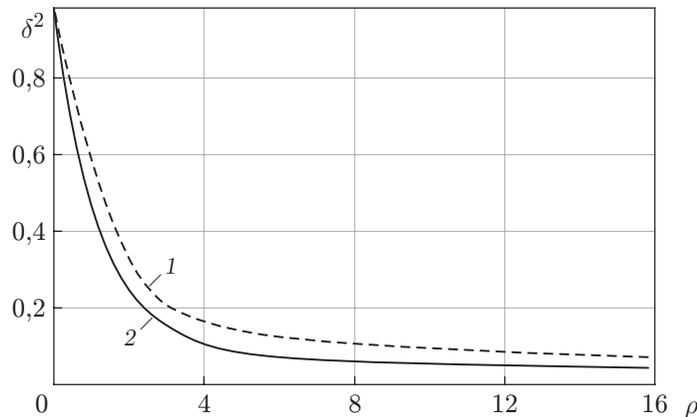


Рис. 4. Зависимость приведённой дисперсии δ^2 от ОСП ρ : 1 — первый вариант обработки; 2 — второй вариант обработки

На рис. 4 представлена зависимость $\delta^2 = \sigma_i^2 / \sigma_{i\max}^2$ ($i = 1, 2$) при обработке фазомодулированного сигнала для различных значений ОСП ρ , где $\sigma_{i\max}^2$ — максимальное значение σ_i^2 . Видно, что второй вариант является более эффективным, поэтому далее будем рассматривать именно его.

Использование дискриминатора по схеме (см. рис. 3) с нелинейной обработкой выражений (2) в следящей системе приводит к тому, что в цепь обратной связи включается только один канал дискриминатора с номером $m = \arg \max_j \alpha_j$. В остальных каналах $c_{0j} = 0$, $j \neq m$. При этом изменяется оценка параметра $\hat{\lambda}_m$, а остальные оценки $\hat{\lambda}_j = \text{const}$, где $j \neq m$.

Исходя из того что в каждый момент времени работает только один из m каналов дискриминатора, дальнейший анализ будет посвящён лишь одноканальному дискриминатору.

Анализ характеристик одноканального дискриминатора при воздействии негауссовских узкополосных помех. Как показано в [10], свойства дискриминатора принято оценивать по его дискриминационным и флуктуационным характеристикам.

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

Флуктуационная характеристика (ФХ) — 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

$$\sigma_{\varepsilon_j}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} s(\omega, \lambda_j - \hat{\lambda}_j) d\omega = 2s(0, \lambda_j - \hat{\lambda}_j) \Delta f_{\text{экв}}, \quad (3)$$

где $\Delta f_{\text{экв}} = f_{\text{вых}} = 1/2 \Delta t$ — эквивалентная шумовая полоса спектра флуктуаций на выходе дискриминатора.

С учётом данного равенства и выражения (3) 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, для определения ДХ и ФХ необходимо найти среднее значение сигнала ошибки $\varepsilon_j(t)$ и его дисперсию.

Процесс $\varepsilon_j(t)$ есть функция стационарного случайного процесса $n(t)$ с квадратурами U_{1n} , U_{2n} и разностью $s(t, \lambda) - s(t, \hat{\lambda})$, которая является детерминированным процессом

при фиксированной расстройке $\Delta\lambda_j$. Это приводит к нестационарности процесса $\varepsilon_j(t)$, а именно к периодическому изменению его среднего значения и дисперсии. Период такого изменения совпадает с периодом сигнала $s(t, \boldsymbol{\lambda})$ и равен T .

В связи с этим представим среднее значение и дисперсию процесса $\varepsilon_j(t)$ с учётом (1) следующими выражениями:

$$m_{\varepsilon_j} = M_{U_{1n}, U_{2n}} \{ Z_{U_{1nj}}(U_{1ni} + U_{1si} - \hat{U}_{1si}, U_{2ni} + U_{2si} - \hat{U}_{2si}) \hat{U}_{1,0ij} + \\ + Z_{U_{2nj}}(U_{1ni} + U_{1si} - \hat{U}_{1si}, U_{2ni} + U_{2si} - \hat{U}_{2si}) \hat{U}_{2,0ij} \} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{F}_j^\top \mathbf{Y}_j dU_{1n} dU_{2n};$$

$$\sigma_{\varepsilon_j}^2 = M_{U_{1n}, U_{2n}} \{ [Z_{U_{1nj}}(U_{1ni} + U_{1si} - \hat{U}_{1si}, U_{2ni} + U_{2si} - \hat{U}_{2si}) \hat{U}_{1,0ij} + \\ + Z_{U_{2nj}}(U_{1ni} + U_{1si} - \hat{U}_{1si}, U_{2ni} + U_{2si} - \hat{U}_{2si}) \hat{U}_{2,0ij}]^2 \} - m_{\varepsilon_j}^2 = \\ = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{F}_j^\top \mathbf{D}_j \mathbf{F}_j dU_{1n} dU_{2n} - m_{\varepsilon_j}^2,$$

где $U_{1ni} = U_{1yi} - \hat{U}_{1si} = U_{1ni} + U_{1si} - \hat{U}_{1si}$; $U_{2ni} = U_{2yi} - \hat{U}_{2si} = U_{2ni} + U_{2si} - \hat{U}_{2si}$. Здесь $M\{\cdot\}$ — знак математического ожидания.

Заметим, что при изменении уровней $\hat{U}_{1,0ij}$, $\hat{U}_{2,0ij}$ и вида нелинейных преобразований $Z_{U_{1nj}}$, $Z_{U_{2nj}}$ меняются среднее и дисперсия процесса $\varepsilon_j(t)$.

Более эффективным 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 $\sigma_{\varepsilon_j}^2$ или максимум ОСП на j -м выходе дискриминатора, определяемого выражением

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

где

$$\rho_j = \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{F}_j^\top \mathbf{Y}_j dU_{1n} dU_{2n} \right]^2 / \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{F}_j^\top \mathbf{D}_j \mathbf{F}_j dU_{1n} dU_{2n}$$

удовлетворяет неравенству $\rho_j \leq \lambda_j$. Причём знак равенства достигается лишь в том случае, если $\mathbf{F}_j = \mathbf{F}_{0j}$, где \mathbf{F}_{0j} и λ_j определяются выражениями (2).

Необходимо отметить, что рассмотренная выше оптимальная по минимуму ОСКО нелинейная обработка в квадратурах осуществляется путём двумерных нелинейных преобразований в каждом квадратурном канале, но это не всегда реализуемо на практике.

Заключение. Рассмотрена нелинейная обработка информационных параметров сигнала в дискриминаторе БНП при воздействии аддитивных негауссовских узкополосных помех. Показано, что при больших расстройках между измеряемыми параметрами сигнала и их оценками целесообразно использовать квазиоптимальные устройства оценки параметров, минимизирующие величину ОСКО, которая представляет собой усреднённую по времени и по множеству реализаций помехи сумму (по числу оцениваемых параметров) квадратов отклонений сигналов ошибки дискриминатора от заданных фиксированных уровней.

Данные устройства оценки можно разделить на две группы. К первой группе относятся дискриминаторы с оптимальной по критерию минимума ОСКО АХ БНП, структурно совпадающие с дискриминаторами, оптимальными по критерию максимума функции правдоподобия. Вторую группу составляют дискриминаторы с оптимальными по критерию минимума ОСКО АХ БНП в каждом канале устройства оценки информационных параметров сигнала. Такие дискриминаторы в сравнении с дискриминаторами первой группы обеспечивают меньшее значение ОСКО. При их использовании в замкнутой следящей системе в каждый момент времени в цепи обратной связи работает только тот канал, в котором в данный момент времени будет большая величина ОСП.

Показано, что дискриминационная и флуктуационная характеристики дискриминатора определяются средним значением сигнала ошибки и его дисперсией. При этом эффективность нелинейной обработки оценивается по минимуму дисперсии либо по максимуму ОСП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Тихонов В. И., Кульман Н. К.** Нелинейная фильтрация и квазиоптимальный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
2. **Левин Б. Р.** Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1989. 656 с.
3. **Тихонов В. И.** Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
4. **Тихонов В. И.** Нелинейное преобразование случайных процессов. М.: Радио и связь, 1986. 296 с.
5. **Тихонов В. И.** Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
6. **Валеев В. Г., Ганапольский В. Б.** Метод амплитудного подавления негауссовских помех // Радиотехника и электроника. 1981. № 11. С. 2301–2307.
7. **Артюшенко В. М., Воловач В. И.** Измерения информационных параметров сигнала в условиях воздействия аддитивных негауссовских коррелированных помех // Автометрия. 2016. **52**, № 6. С. 22–28.
8. **Артюшенко В. М., Воловач В. И.** Алгоритмы оценки информационных параметров сигнала при воздействии широкополосных негауссовских помех // Автометрия. 2018. **54**, № 2. С. 43–53.
9. **Антонов О. Е.** Оптимальное обнаружение сигналов в негауссовских помехах // Радиотехника и электроника. 1967. № 4. С. 579–587.
10. **Artyushenko V. M., Volovach V. I.** Synthesis and analysis of discriminators under influence broadband non-Gaussian noise // Journ. Phys.: Conf. Ser. 2018. **944**, N 1. 012004.

Поступила в редакцию 09.07.2018

После доработки 19.10.2018

Принята к публикации 22.10.2018