

УДК 621.391.26:519.2

**СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКИ
ИНФОРМАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА
ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ
С НЕГАУССОВСКИМ ХАРАКТЕРОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ**

В. И. Воловач*, В. М. Артюшенко, Т. С. Аббасова****

**Поволжский государственный университет сервиса*

***Московский государственный областной технологический университет*

Поступила в редакцию 03.08.2018 г.

Аннотация. Рассмотрены и проанализированы вопросы, связанные с синтезом алгоритмов оценки параметров сигнала при воздействии узкополосных помех с негауссовским характером распределения. Показано, что существующие алгоритмы фильтрации помех эффективны лишь в том случае, когда расстройки между измеряемыми параметрами и их оценками настолько малы, что допускают возможность представления апостериорной плотности распределения вероятности параметров информационного сигнала в ряд по степеням указанных расстроек не выше второй. Предложены структурные схемы, реализующие нелинейную обработку информационных сигналов в следящей системе, когда расстройки могут достигать довольно больших величин.

Ключевые слова: многоканальный дискриминатор, плотность распределения вероятностей амплитуды и фазы воздействующей помехи, обобщенная среднеквадратическая ошибка, отношение сигнал-помеха.

Annotation. Reviewed and analyzed issues related to the synthesis of algorithms for estimation of parameters of the signal under the influence of narrowband interference with naguszewski the nature of the distribution. It is shown that the existing interference filtering algorithms are effective only when the detunings between the measured parameters and their estimates are so small that they allow the representation of the posterior probability density distribution of the information signal parameters in a series in powers of the indicated detunings not higher than the second. Structural schemes that realize nonlinear processing of information signals in a servo system are proposed, when detunings can reach quite large values.

Keywords: a multichannel discriminator, the probability density function of the amplitude and phase of the forcing disturbance, generalized mean square error, signal-to-noise.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ развития современных систем управления показывает, что в связи с высокой плотностью размещения цифрового электронного оборудования уровень помеховой обстановки повышается. В наибольшей степени эта ситуация оказывает негативное влияние в системах телеметрического кон-

троля и управления, имеющих в своем составе следящие измерители оценки информационных параметров сигналов, поступающих с различного оборудования в производственных цехах с исполнительными механизмами. На практике встречается достаточно много источников помех, связанных с неисправностями или применением не сертифицированного оборудования. Большинство внешних помех, воздействующих на информационно-измерительные и управляющие системы, как правило, являются случайными процес-

© Воловач В. И., Артюшенко В. М., Аббасова Т. С., 2018

сами с негауссовским характером распределения. В этой связи разработка алгоритмов защиты от воздействия внешних негауссовских помех на информационно-измерительные и управляющие системы, безусловно, является актуальной.

Известно большое число работ, посвященных оценке параметров сигнала, наблюдаемого в смеси с негауссовским шумом [1–3]. Были получены алгоритмы нелинейной фильтрации, основывающиеся на представлении аддитивной негауссовской помехи многосвязным марковским процессом, которым соответствуют устройства оценки информационных параметров сигнала с фильтрацией помехи и с безынерционным нелинейным преобразованием наблюдаемой смеси перед типовым дискриминатором, преобразующим изменение электрического сигнала в изменение полярности напряжения. Оценки, формируемые этими алгоритмами, близки к эффективным.

Однако алгоритмы с фильтрацией помехи предполагают измерение ее 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 сигнала с опорными параметрами, являющимися оценками его неизвестных параметров. Это особенно важно при большом отношении сигнал-помеха (ОСП) на входе измерителя параметров сигнала. Одним из основных достоинств такого устройства оценки, является отсутствием у него избыточности.

Данные алгоритмы эффективны лишь в том случае, когда 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. Однако на практике, например, в следящих измерителях [2–6], расстройки могут достигать довольно больших величин,

что приводит к нарушению оптимальности известных алгоритмов.

Рассмотрим и проанализируем как оптимальные, в области малых расстроек, алгоритмы, так и квазиоптимальные алгоритмы, способные работать при любых расстройках между измеряемыми параметрами и их оценками, при любом ОСП на входе измерителя в условиях воздействия аддитивных узкополосных помех имеющих негауссовский характер распределения.

НЕЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НЕГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ. НЕЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА В КВАДРАТУРАХ

Понимание механизма воздействия и защиты от помех при проектировании информационно-измерительных и управляющих систем, позволяет не только избежать ряд ошибок в выборе оборудования, его размещении и защите, но и значительно повысить качество их работы. Для эффективной работы систем очень важен анализ помех, действующих на конкретном объекте. Алгоритм обработки информационных параметров обрабатываемого сигнала, в обязательном порядке, должен строиться с учетом особенностей действующих помех.

Рассмотрим случай оптимального измерения параметров сигнала λ на фоне негауссовских помех с полосовым спектром. Пусть на вход измерителя поступает аддитивная смесь $y(t)$ сигнала $s(t, \lambda)$ и узкополосной помехи с негауссовским характером распределения $n(t)$

$$y(t) = s(t, \lambda) + n(t).$$

Считаем, что входная смесь сигнала и помехи является узкополосным колебанием, при этом спектр помехи шире спектра сигнала.

Так как входная смесь является узкополосным процессом, представим ее в виде квадратурного разложения

$$y(t) = U_{1,y}(t) \sin \omega_0 t + U_{2,y}(t) \cos \omega_0 t,$$

где $U_{1,y}$ и $U_{2,y}$ – квадратурные составляющие

комплексной огибающей входной смеси; ω_0 – несущая частота сигнала.

Запишем квадратурные компоненты смеси $U_{1,y}$ и $U_{2,y}$ в виде суммы:

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

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

где $U_{1,s}(t, \lambda)$, $U_{2,s}(t, \lambda)$ и $U_{1,n}(t)$, $U_{2,n}(t)$ – соответственно, квадратурные компоненты сигнала и помехи, медленно меняющейся по сравнению с $\cos \omega_0 t$; $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l)$ – вектор неизвестных параметров сигнала.

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

На интервале наблюдения T из входной смеси, через интервал Δt , возьмем k выборочных значений $y(t_i) = y_i$ (отсчетов), при этом уравнение наблюдения примет вид:

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

Примем следующие допущения.

1. Считаем, что отсчеты квадратурных компонент помехи $U_{1,n}(t_i)$, $U_{2,n}(t_i)$ независимы с отсчетами $U_{1,n}(t_j)$, $U_{2,n}(t_j)$, $i \neq j$. В этом случае многомерная ПРВ отсчетов квадратур факторизуется, и мы можем записать

$$\begin{aligned} W_{2,k}(U_{1,n,1}, U_{2,n,1}; \dots; U_{1,n,k}, U_{2,n,k}) &= \\ &= \prod_{i=1}^k W_{n,2}(U_{1,n,i}, U_{2,n,i}). \end{aligned}$$

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

3. Выполняются условия высокой апостериорной точности измерения, то есть расстройки между измеряемыми параметрами сигнала $\lambda = (\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_l)$ и их оценками $\hat{\lambda} = (\hat{\lambda}_1, \hat{\lambda}_2, \dots, \hat{\lambda}_l)$ близки к нулю, что эквивалентно выполнению приближенного равенства

$$s(t, \lambda) - s(t, \hat{\lambda}) \cong 0.$$

4. Апостериорная ПРВ параметров сигнала $W_{\text{APS}}(\lambda)$ симметрична и унимодальная, а ее логарифм определяется выражением

$$\begin{aligned} W_{\text{APS}}(\lambda) &= \\ &= \sum_{i=1}^k \ln W_{n,2}[U_{1,y,i} - U_{1,s,i}(\lambda), U_{2,y,i} - U_{2,s,i}(\lambda)] - \\ &- \ln W_{2,k}(U_{1,n,1}, U_{2,n,1}; \dots; U_{1,n,k}, U_{2,n,k}) - \ln W_{\text{APR}}(\lambda). \end{aligned}$$

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

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^k \frac{\partial}{\partial \lambda_j} \ln W_{n,2}[U_{1,y,i} - U_{1,s,i}, U_{2,y,i} - U_{2,s,i}] \Big|_{\lambda=\hat{\lambda}} &= 0; \\ j &= \overline{1, l}, \end{aligned}$$

где $U_{1,s,i} = U_{1,s,i}(\lambda)$; $U_{2,s,i} = U_{2,s,i}(\lambda)$.

Данную систему уравнений можно привести к виду:

$$\begin{aligned} \sum_{i=1}^k \varepsilon_{ij} &= \sum_{i=1}^k \left[Z_{U_{1,n}}(U_{1,y,i} - \hat{U}_{1,s,i}, U_{2,y,i} - \hat{U}_{2,s,i}) \hat{U}_{1,0,ij} + \right. \\ &\left. + Z_{U_{2,n}}(U_{1,y,i} - \hat{U}_{1,s,i}, U_{2,y,i} - \hat{U}_{2,s,i}) \hat{U}_{2,0,ij} \right], \quad (1) \end{aligned}$$

где $\varepsilon_{ij} = \left[Z_{U_{1,n}}(U_{1,y,i} - \hat{U}_{1,s,i}, U_{2,y,i} - \hat{U}_{2,s,i}) \hat{U}_{1,0,ij} + \right. \\ \left. + Z_{U_{2,n}}(U_{1,y,i} - \hat{U}_{1,s,i}, U_{2,y,i} - \hat{U}_{2,s,i}) \hat{U}_{2,0,ij} \right]$ – отсчет сигнала ошибки $\varepsilon_j(t)$ на j -м выходе дискриминатора в момент времени $t_i = i\Delta t$;

$$Z_{U_{1,n}} = Z_{U_{1,n}}(U_{1,n}, U_{2,n}) = -\frac{\partial}{\partial U_{1,n}} \ln W_{n,2}(U_{1,n}, U_{2,n});$$

$$Z_{U_{2,n}} = Z_{U_{2,n}}(U_{1,n}, U_{2,n}) = -\frac{\partial}{\partial U_{2,n}} \ln W_{n,2}(U_{1,n}, U_{2,n}).$$

$$\hat{U}_{1,s,i} = U_{1,s,i}(\hat{\lambda}); \quad \hat{U}_{2,s,i} = U_{2,s,i}(\hat{\lambda});$$

$$\hat{U}_{1,0,ij} = \frac{\partial}{\partial \lambda_j} U_{1,s,i}(\lambda) \Big|_{\lambda=\hat{\lambda}};$$

$$\hat{U}_{2,0,ij} = \frac{\partial}{\partial \lambda_j} U_{2,s,i}(\lambda) \Big|_{\lambda=\hat{\lambda}}; \quad - \text{амплитудные характеристики (АХ) блоков нелинейного преобразования в квадратурных каналах.}$$

Структурная схема, реализующая алгоритм (1) оценки параметров сигнала при воздействии негауссовских узкополосных помех, при условии $\Delta \lambda = \lambda - \hat{\lambda} \cong 0$, представлена на рис. 1.

НЕЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА НА ОГИБАЮЩЕЙ

Введем в рассмотрение двухмерную ПРВ $W_2(U_i, \Theta_i)$ огибающей U и фазы Θ узкополосного колебания. Она может быть выражена через ПРВ квадратурных компонент $W_2(U_{1,i}, U_{2,i})$ соотношением

$$W_2(U_1, U_2) = \frac{W_2(U, \Theta)}{U}. \quad (2)$$

Подставляя выражение (2) в формулу (1), полагая $\frac{\partial}{\partial \Theta} W_2(U, \Theta) = 0$ и учитывая соотношения

$$\frac{\partial}{\partial U_1} \ln \frac{W_2(U, \Theta)}{U} = \left[\frac{\partial}{\partial U} \ln \frac{W_2(U, \Theta)}{U} \right] \cos \Theta;$$

$$\frac{\partial}{\partial U_2} \ln \frac{W_2(U, \Theta)}{U} = \left[\frac{\partial}{\partial U} \ln \frac{W_2(U, \Theta)}{U} \right] \sin \Theta,$$

запишем формулу (1) в виде

$$\sum_{i=1}^k G(U_i, \Theta_i) (U_{1,n,i} \hat{U}_{1,0,ij} + U_{2,n,i} \hat{U}_{2,0,ij}) = 0; \quad (3)$$

$$j = \overline{1, l},$$

где $G(U_i, \Theta_i) = \frac{1}{k} \frac{\partial}{\partial U} \ln \frac{W_2(U, \Theta)}{U}$ – нелинейное преобразование огибающей U_i и фазы Θ_i процесса $Z(t)$ на выходе вычитающего устройства (см. рис. 1) с квадратурами

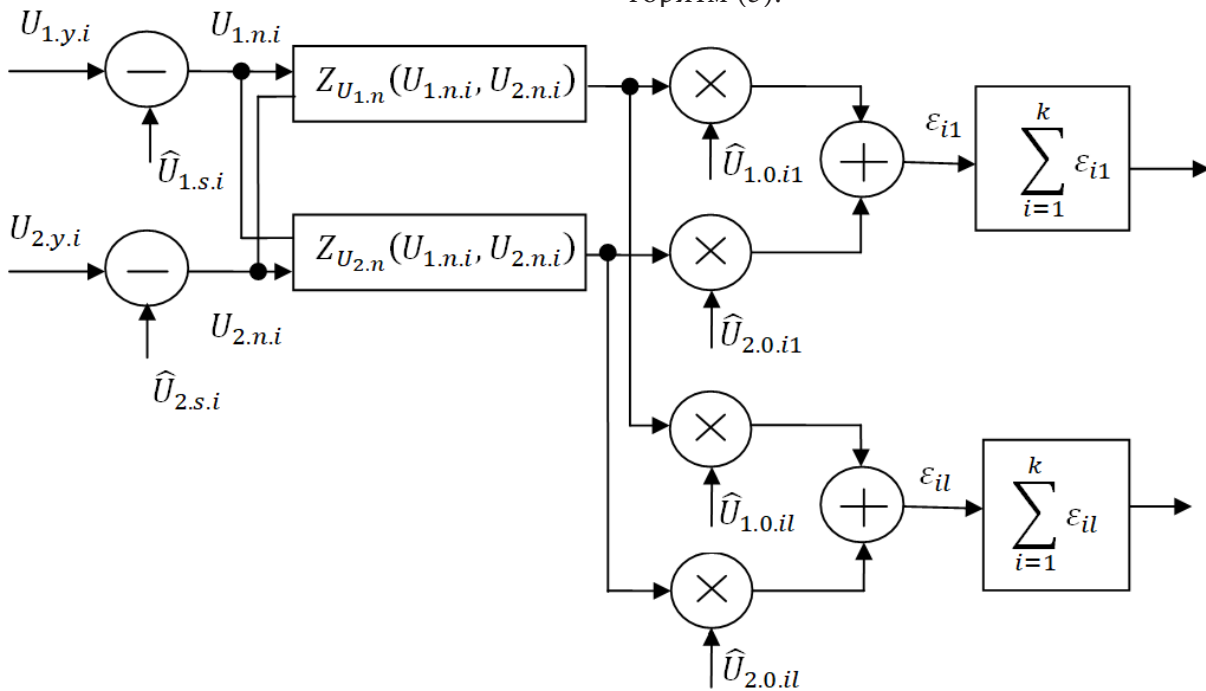


Рис. 1. Структурная схема, реализующая алгоритм (1)

$$U_{1,n,i} = U_{1,y,i} - \hat{U}_{1,s,i} = U_{1,n,i} + U_{1,s,i} - \hat{U}_{1,s,i}; \quad (4)$$

$$U_{2,n,i} = U_{2,y,i} - \hat{U}_{2,s,i} = U_{2,n,i} + U_{2,s,i} - \hat{U}_{2,s,i}.$$

На входе приемника колебание помехи $n(t) = U_n(t) \cos[\omega_0 t - \Theta_n(t)]$, на интервале $(0, 2\pi)$, имеет равномерное распределение фазы. Это обусловлено неопределенностью момента поступления помехи на вход приемника. При этом значение амплитуды и фазы, рассматриваемые в один момент времени статистически независимы, то есть ПРВ огибающей и фазы помехи будет определяться выражением

$$W_{n,2}(U, \Theta) = W_U(U) W_\Theta(\Theta),$$

где $W_U(U)$, $W_\Theta(\Theta)$ – соответственно, ПРВ амплитуды и фазы помехи.

Для независимых между собой огибающей и фазы помехи система уравнений (3) принимает вид

$$\sum_{i=1}^k \frac{g(U_{n,i})}{U_{n,i}} (U_{1,n,i} \hat{U}_{1,0,ij} + U_{2,n,i} \hat{U}_{2,0,ij}) = 0; \quad (5)$$

$$j = \overline{1, l},$$

где $g(U_n)$ – амплитудная характеристика БНП на огибающей.

На рис. 2 представлена структурная схема устройства оптимальной оценки параметров сигнала, при $\Delta \lambda_j \cong 0$, реализующая алгоритм (5).

По алгоритму (5) обрабатываются выборки U_i и Θ_i из амплитуды и фазы разностного колебания:

$$n(t) = y(t) - s(t, \hat{\lambda}) = U_n(t) \cos[\omega_0 t - \Theta_n(t)],$$

взятые через интервал времени Δt , превышающий интервал корреляции помехи.

Улучшить эффективность алгоритма (5), можно путем уменьшения интервала времени между выборками. Поэтому, если принять, что $k = T / \Delta t$, можно получить алгоритм

$$\int_0^T \frac{g[U_n(T)]}{U_n(t)} Z(t) \frac{\partial}{\partial \lambda_j} s(t, \lambda_1, \dots, \lambda_l) \Big|_{\lambda=\hat{\lambda}} dt = 0; \quad (6)$$

$$j = \overline{1, l},$$

где $U_n(T)$ – амплитуда помехи на интервале измерения, не хуже алгоритма (5).

От алгоритма обработки огибающей и фазы, заданного выражением (6), можно перейти к эквивалентному алгоритму

$$\int_0^T Z[n(t)] \frac{\partial}{\partial \lambda_j} s(t, \lambda) \Big|_{\lambda=\hat{\lambda}} dt = 0; \quad j = \overline{1, l},$$

где $Z[n(t)]$ – такая безынерционная нелинейная обработка, при которой преобразование процесса $x(t)$ дает на частоте ω_0 колебание $\frac{g[U_n(T)]}{U_n(t)} Z(t)$.

Рассмотренные выше многоканальный дискриминатор с нелинейной обработкой в квадратурах или на огибающей является оптимальным по критерию максимума функции правдоподобия при условии, что расстройки $\lambda - \hat{\lambda} \cong 0$, которое не выполняется в следящих измерителях во время переходного процесса.

ОПТИМАЛЬНАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ ОБРАБОТКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА В УСЛОВИЯХ ВОЗДЕЙСТВИЯ НЕГАУССОВСКИХ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ, ПРИ ПРОИЗВОЛЬНЫХ РАССТРОЙКАХ

Найдем оптимальную нелинейную обработку в многоканальном дискриминаторе, эффективную для произвольных расстроек $\lambda - \hat{\lambda}$, воспользовавшись критерием минимума обобщенной среднеквадратической ошибки (ОСКО).

Как известно, основной задачей нелинейной обработки является уменьшение уровня флюктуаций сигнала ошибки ε_{ij} во всех каналах дискриминатора при фиксированном уровне постоянной составляющей сигнала ошибки, для фиксированной расстройки $(\lambda - \hat{\lambda})$. Следовательно, оптимальная нели-

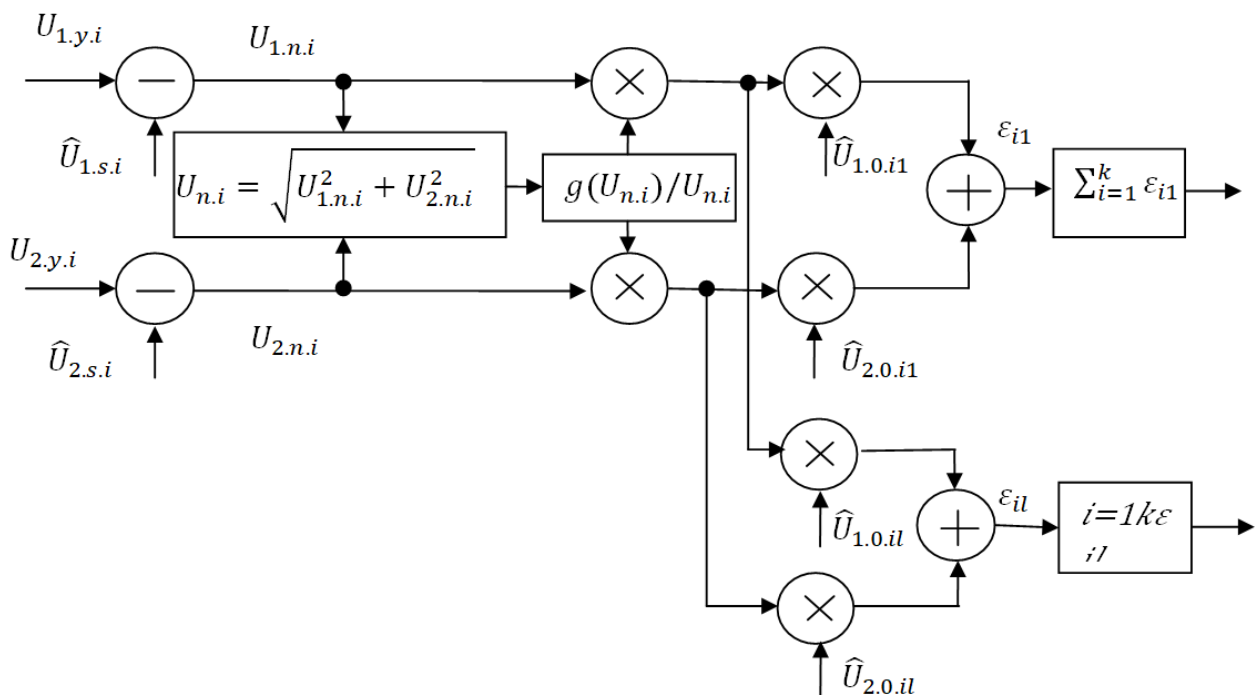


Рис. 2. Структурная схема, реализующая алгоритм (5)

нейная обработка должна минимизировать величину ОСКО:

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

где c_j – произвольные константы, хотя бы одна из которой не равна нулю.

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

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

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

$$\sigma_{cp} = k^{-1} \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left[Z_{U_{1,n,j}}(U_{1,n}, U_{2,n}) \hat{U}_{1,0,ij} + \right. \\ \left. + Z_{U_{2,n,j}}(U_{1,n}, U_{2,n}) \hat{U}_{2,0,ij} - c_j \right]^2 \times \\ \times W_{n,2}(U_{1,n,i} - U_{1,s,i} + \hat{U}_{1,s,i}, \\ U_{2,n,i} - U_{2,s,i} + \hat{U}_{2,s,i}) dU_{1,n} dU_{2,n}.$$

Представим это выражение в векторно-матричном виде:

$$\sigma_{cp} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{j=1}^l (F_j^T D_j F_j - 2c_j F_j^T Y_j + c_j^2) dU_{1,n} dU_{2,n},$$

где $F_j = (f_{j,U_{1,n}}(U_{1,n}, U_{2,n}), f_{j,U_{2,n}}(U_{1,n}, U_{2,n}))^T$ – вектор АХ БНП в квадратурных каналах; T – знак транспонирования; D_j – симметричная матрица с элементами

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

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

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

Y_j – вектор с элементами

$$y_1^j = k^{-1} \sum_{i=1}^k \hat{U}_{1,0,ij} W_{n,2} \left(U_{1,n,i} - U_{1,s,i} + \hat{U}_{1,s,i}, \right. \\ \left. U_{2,n,i} - U_{2,s,i} + \hat{U}_{2,s,i} \right);$$

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

Рассмотрим два варианта оптимизации многоканального дискриминатора по минимуму ОСКО.

В первом варианте полагаем $F_j = F$, что соответствует структурной схеме дискриминатора приведенной на рис. 1.

В этом случае вектор оптимальных АХ БНП в квадратурных каналах F_o и соответствующая ему величина ОСКО σ_1 определяются выражениями:

$$F_o = \sum_{j=1}^l c_{o,j} \left(\sum_{m=1}^l D_m \right)^{-1} Y_j; \\ \sigma_1 = c_o^T c_o (1 - \alpha_o),$$

в котором $c_o = (c_{o1}, c_{o2}, \dots, c_{ol})^T$ – собственный вектор, соответствующий максимальному собственному значению α_o матрицы R с элементами:

$$r_{md} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Y_m^T \left(\sum_{j=1}^l D_j \right)^{-1} Y_q dU_{1,n} dU_{2,n}.$$

Во втором варианте обработка производится по схеме, приведенной на рис. 3.

В этом случае вектор оптимальных АХ БНП $F_{o,j}$ и соответствующая величина ОСКО σ_2 определяются выражениями:

$$F_{o,j} = c_{o,j} D_j^{-1} Y_j; \\ \sigma_2 = c_{o,m}^2 (1 - \alpha_{j,m}), \quad (7)$$

в которых $\alpha_j = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Y_j^T D_j^{-1} Y_j dU_{1,n} dU_{2,n};$
 $m = \arg \max_j \alpha_j; c_{o,j} = 0$, если $j \neq m$.

Между величинами ОСКО, полученными в первом и втором вариантах, выполняется соотношение $\sigma_2 \leq \sigma_1$. Следовательно, второй вариант является более эффективным, поэтому далее мы будем рассматривать именно его.

Использование дискриминатора по схеме, приведенной на рис. 3, с нелинейной обработкой выражений (7) в следящей системе приводит к тому, что в цепь обратной связи вклю-

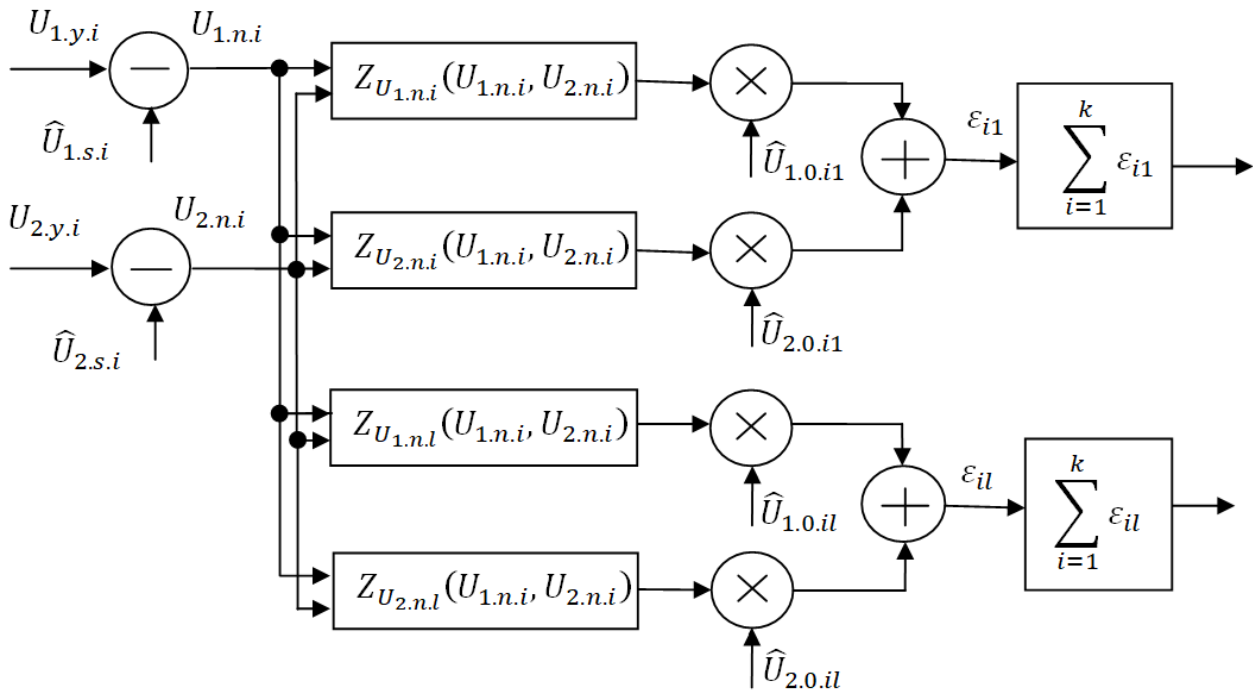


Рис. 3. Структурная схема, реализующая нелинейную обработку выражений (7) в следящей системе

чается только один канал дискриминатора с номером $m = \arg \max_j \alpha_j$. В остальных каналах $c_{o,j} = 0$, $j \neq m$. При этом изменяется оценка параметра $\hat{\lambda}_m$, а остальные оценки $\hat{\lambda}_j = \text{const}$, где $j \neq m$.

ВЫВОДЫ

Таким образом, рассмотрена нелинейная обработка информационных параметров сигнала при воздействии узкополосных помех с негауссовским характером распределения. Показано, что при больших расстройках целесообразно использовать квазиоптимальные устройства оценки параметров сигнала, минимизирующие величину обобщенной среднеквадратической ошибки, представляющей собой усредненную по времени и по множеству реализаций квадратур аддитивной 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 обобщенной среднеква-

дратической ошибкой амплитудной характеристики БНП, структурно совпадающие с дискриминаторами оптимальными по критерию максимума функции правдоподобия.

Ко второй группе относятся дискриминаторы с оптимальными, по критерию минимума обобщенной среднеквадратической ошибки, блоками нелинейного преобразования в каждом канале устройства оценки информационных параметров сигнала.

Показано, что дискриминаторы, относящиеся ко второй группе, по сравнению с дискриминаторами первой группы, обеспечивают меньшее значение обобщенной среднеквадратической ошибки. При использовании дискриминатора второго типа в замкнутой следящей системе в каждый момент времени в цепи обратной связи работает только тот канал, в котором в данный момент времени будет большее отношение сигнал-помеха.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акимов, П. С. 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 / О. Е. Антонов // Радиотехника и электроника. – 1967. – №4. – С.579-587.

3. Валеев, В. Г. Метод амплитудного подавления негауссовских помех / В. Г. Валеев, В. Б. Ганопольский // Радиотехника и электроника. – 1981. – № 11. – С. 2301–2307.

4. Репин, В. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем / В. Г. Репин, Г. П. Тартаковский. – М. : Сов. радио. – 1977. – 288 с.

5. Тихонов, В. И. Нелинейная фильтрация и квазиоптимальный прием сигналов / В. И. Тихонов, Н. К. Кульман. – М. : Сов. Радио. – 1975. – 704 с.

6. Артюшенко, В. М. Идентификация параметров распределения аддитивных и мультипликативных негауссовских помех / В. М. Артюшенко, В. И. Воловач // Автометрия. – 2017. – Т. 53, № 3. – С. 36–43.

Воловач В. И. – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой информационного и электронного сервиса, Поволжский государственный университет сервиса.
E-mail: ssunrise@mail.ru

Volovach V. I. – Doctor of Engineering Science, professor, head of the department of information and electronic service, Volga region state university of service.
E-mail: ssunrise@mail.ru

Артюшенко В. М. – д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой информационных технологий и управляющих систем, Московский областной государственный технологический университет.
E-mail: artuschenko@mail.ru

Artjushenko V. M. – Doctor of Engineering Science, professor, head of information technology and management systems department, Moscow Regional State Technological University.
E-mail: artuschenko@mail.ru

Аббасова Т. С. – канд. техн. наук, доцент кафедры информационных технологий и управляющих систем, Московский областной государственный технологический университет.
E-mail: abbasova_univer@mail.ru

Abbasova T. S. – Ph.D., Associate Professor of the Department of Information Technologies and Control Systems, Faculty of Information Technology, Moscow Regional State Technological University.
E-mail: abbasova_univer@mail.ru