

УДК 621.391.372.019

КВАЗИОПТИМАЛЬНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ СМЕСИ УЗКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА И АДДИТИВНОЙ НЕГАУССОВСКОЙ ПОМЕХИ С ПОЛОСОВЫМ СПЕКТРОМ

В. М. Артющенко¹, В. И. Воловач²

¹ ГБОУ ВО МО «Технологический университет»,

141070 Московская область, г. Королев, ул. Гагарина, 42

² ФГБОУ ВО «Поволжский государственный университет сервиса»,

445017, Самарская область, г. Тольятти, ул. Гагарина, 4

Статья поступила в редакцию 28 марта 2019 г.

Аннотация. Рассмотрены вопросы квазиоптимальной обработки смеси сигналов и коррелированных аддитивных негауссовских помех с полосовым спектром. Показано, что для практически значимых случаев представляет интерес воздействие на сигнал негауссовской помехи с плотностью распределения вероятностей огибающих (амплитуд), отличным от распределения Райса. При этом ширина спектра таких помех может быть шире полосы полезного сигнала, сопоставимой с ней или более узкополосной. Отмечается, что для описания негауссовских помех в данном случае используются эллиптически симметричные двумерные плотности распределения вероятностей. В работе используется методика синтеза алгоритмов демодуляции непрерывной марковской информационной последовательности на фоне негауссовской помехи, представляющей собой марковский процесс. Получен для указанного случая алгоритм демодуляции, определяющий формирование оптимальной оценки информационного процесса и эволюцию апостериорной дисперсии. Получены выражения, описывающие характеристики преобразования воздействующей негауссовской помехи в нелинейном преобразователе с заданной амплитудной характеристикой, исполняющего роль нелинейного амплитудного фильтра, и соответствующий им алгоритм демодуляции. Получена укрупненная структурная схема реализации алгоритма оценки демодулируемой (фильтруемой) информационной последовательности. Описано функционирование схемы для различных интерва-

лов временной дискретизации и коэффициентов корреляции информационного процесса и аддитивной помехи, на основании чего приведены модифицированные одноканальные структурные схемы обработки информационного процесса. Показано, что использование в структурной схеме демодулятора нелинейных блоков с одновременной обработкой по мгновенным значениям и по огибающей негауссовской помехи с соизмеримым или более узким спектром, чем спектр обрабатываемого полезного сигнала, позволяет значительно улучшить качество демодуляции в сравнении с демодулятором с обработкой только по мгновенному значению либо только по огибающей аддитивной полосовой негауссовской помехи.

Ключевые слова: квазиоптимальная демодуляция сигнала, узкополосный сигнал, коррелированная аддитивная негауссовская помеха, помеха с полосовым спектром, эллиптически симметричная плотность распределения вероятностей, коэффициент корреляции, интервал временной дискретизации.

Abstract. The problems of quasi-optimal processing of a mixture of signals and correlated additive non-Gaussian noise with a band-limited spectrum are considered. It is shown that for practically significant cases the effect of non-Gaussian noise on the signal with probability density function envelopes (amplitudes) different from the rice distribution is of interest. In this case, the width of the spectrum of such noise may be wider than the band of the useful signal, comparable to it or more narrow-band. It is noted that elliptically symmetric two-dimensional probability density distributions are used to describe non-Gaussian noise in this case. The method of synthesis of demodulation algorithms of continuous Markov information sequence on the background of non-Gaussian noise, which is a Markov process, is used in the work. The demodulation algorithm determining the formation of the optimal evaluation of the information process and the evolution of a posteriori dispersion is obtained for this case. Expressions describing the characteristics of the transformation of the acting non-Gaussian noise in a nonlinear transducer with given amplitude characteristic, acting as nonlinear amplitude filter and the corresponding demodulation algorithm are obtained. Received is the enlarged structural diagram of algorithm implementa-

tion assessing the demodulated (filtered) of the data sequence. The functioning of the scheme for different time sampling intervals and correlation coefficients of the information process and additive noise is described, on the basis of which the modified single-channel block diagrams of information process processing are presented. It is shown that the use in the block diagram of the demodulator of nonlinear blocks with simultaneous processing of the instantaneous values and the envelope of non-Gaussian noise with a comparable or narrower spectrum than the spectrum of the processed useful signal, can significantly improve the quality of demodulation in comparison with the demodulator with processing only the instantaneous value or only the envelope of the additive strip non-Gaussian noise.

Key words: quasi-optimal demodulation of signal, narrowband signal, a correlated additive non-Gaussian noise, noise with band-limited spectrum, elliptically symmetric probability density function, correlation coefficient, time sampling interval.

1. Введение

В значительном числе научных публикаций [1-3 и др.] рассматривается обработка сигналов на фоне помех с полосовым спектром; при этом, в большинстве случаев, предполагается, что спектр воздействующих помех шире, нежели спектр полезного сигнала. Также обычно считают, что помеха является гауссовским процессом с огибающей, описываемой райсовской ПРВ [4-7].

Вместе с тем, в практически значимых случаях приходится решать задачи демодуляции (фильтрации) слабых сигналов на фоне негауссовских помех с полосовым спектром и с ПРВ огибающих (амплитуд), отличным от распределения Райса [8-12]. Ширина спектра таких помех может быть шире полосы полезного сигнала, близкой к ней либо еще более узкополосной. Как известно, такие помехи возникают в радио- и гидролокации при отражении от подстилающей поверхности и сосредоточенных отражателей.

Обратимся далее к особенностям квазиоптимальной обработки слабых сигналов под воздействием коррелированных аддитивных негауссовских помех с полосовым спектром.

Из [13] известно, что описание произвольных негауссовских помех, представляющих собой квазигармонические процессы со спектром близким или даже более узкополосным относительно полосы полезного сигнала, может быть осуществлено эллиптическими симметричными (ЭС) двухмерными ПРВ. Прием такие ЭС ПРВ могут включать в себя два крайних случая: гауссовский процесс и синусоидальный сигнал со случайной начальной фазой, распределенной равномерно в интервале $[0, 2\pi]$ [14, 15].

ЭС называется такая двухмерная ПРВ $W_2(n_1, n_2)$ совокупности величин $\{n_1 = n(t), n_2 = n(t + \tau)\}$ стационарного случайного процесса $n(t)$, для которого контуры равной плотности на плоскости представляются в форме эллипсов. При этом $W_2(n_1, n_2)$ зависит от n_1 и n_2 только в комбинации вида

$$l = \left[n_1^2 + n_2^2 - 2r(\tau)n_1n_2 \right]^{0,5},$$

где $r(\tau) = B_n(\tau) / B_n(0)$ – коэффициент корреляции названных величин n_1 и n_2 . В результате, можно записать

$$W_2(n_1, n_2) = Cf(R), \quad (1)$$

где C – нормировочная постоянная; $R = l(1 - r^2)^{-0,5}$.

2. Квазиоптимальная демодуляция слабых сигналов на фоне аддитивных негауссовских помех с полосовым спектром

Пусть наблюдаемый узкополосный процесс описывается последовательностью $\{y_h, h = 1, \dots, H\}$ и является смесью узкополосного сигнала $s(\lambda_h)$ с информационным процессом $\{\lambda_h\}$ и аддитивной негауссовской помехи с полосовым спектром n_h :

$$y_h = s(\lambda_h) + n_h.$$

Используя методику синтеза алгоритмов демодуляции непрерывной марковской информационной последовательности $\{\lambda_h\}$ на фоне названной аддитивной негауссовской помехи $\{n_h\}$, являющейся также марковским процессом, конкретизируем, полученный в [16, 17], алгоритм:

$$\hat{\lambda}_h = \hat{\lambda}_{\varepsilon,h} + \hat{\sigma}_{\lambda\lambda,h}^2 \left[B_{\lambda,h}^n{}' + F_h B_{\lambda,h-1}^n{}' \right]; \quad (2)$$

$$\hat{\sigma}_{\lambda\lambda,h}^2 = \left[B_{\lambda,h,h}^{\lambda}{}'' + B_{\lambda,h,h}^n{}'' + F_h \left(B_{\lambda,h,h-1}^{\lambda}{}'' + B_{\lambda,h,h-1}^n{}'' \right) \right]^{-1}, \quad (3)$$

где $F_h = - \left[B_{\lambda,h,h-1}^{\lambda}{}'' + B_{\lambda,h,h-1}^n{}'' \right] \left[\hat{\sigma}_{\lambda\lambda,h-1}^2 + B_{\lambda,h-1,h-1}^{\lambda}{}'' + B_{\lambda,h-1,h-1}^n{}'' \right]^{-1}$; $\hat{\lambda}_{\varepsilon,h}$ – экс-

траполированное значение информационного процесса $\{\lambda\}$ на шаге h ; $\hat{\sigma}_{\lambda\lambda,h}^2$ – апостериорная дисперсия на шаге h ; $B_{\lambda,h-i}^n{}'$ и $B_{\lambda,h-i,h-j}^n{}''$ (при $i, j = 0, 1$) – производные, соответственно, первая и вторая от логарифма функции правдоподобия $B = \ln W(y_h - s(\lambda_h); y_{h-1} - s(\lambda_{h-1}))$ по λ на шагах $h - i$ ($i = 0, 1$); $B_{\lambda,h-i,h-j}^{\lambda}{}''$, $i, j = 0, 1$ – вторая производная от логарифма ПРВ перехода информационного процесса на шагах $h - i$ ($i = 0, 1$).

Уравнение (2) определяет алгоритм формирования оптимальной оценки информационного процесса $\hat{\lambda}$, а уравнение (3) – эволюцию апостериорной дисперсии.

Обозначим

$$D = \left[B_{\lambda,h}^n{}' + F_h B_{\lambda,h-1}^n{}' \right] = \left[Z_{n,h}^n s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon,h}) + Z_{n,h-1}^n s'(\hat{\lambda}_{h-1}) F_h \right], \quad (4)$$

где $Z_{n,h}^n = - \frac{\partial}{\partial n_h} \left\{ \ln \left[\frac{W_n(n_{h-1}, n_h)}{W_n(n_{h-1})} \right] \right\}$; $Z_{n,h-1}^n = - \frac{\partial}{\partial n_{h-1}} \left\{ \ln \left[\frac{W_n(n_{h-1}, n_h)}{W_n(n_{h-1})} \right] \right\}$; (5)

$$s'(\hat{\lambda}_{h-i}) = \frac{\partial}{\partial n_{h-i}} s'(\hat{\lambda}_{h-i}), \quad i = 0, 1.$$

Конкретизируем соотношения (5), которые входят в алгоритм, представленный выражениями (2), (3), для двухмерного распределения эллиптически симметричной аддитивной помехи.

Подставляя выражение (1) в (5), получим

$$Z_{n,h-i}^n = - \frac{\partial}{\partial n_{h-i}} \left\{ \ln \left[\frac{W_n(n_{h-1}, n_h)}{W_n(n_{h-1})} \right] \right\} = - \frac{\partial}{\partial n_{h-i}} \left\{ \ln \left[\frac{Cf(R)}{W_n(n_{h-1})} \right] \right\}; \quad i = 0, 1.$$

Учитывая, что

$$W(R) = 2\pi C(1 - r_n^2)^{0,5} \times Rf(R),$$

представим предыдущее выражение в виде:

$$\begin{aligned} Z_{n,h-i}^n &= -\frac{\partial}{\partial n_{h-i}} \left\{ \ln \left[\frac{Cf(R)2\pi(1-r_n^2)^{0,5} R}{W_n(n_{h-1})2\pi(1-r_n^2)^{0,5} R} \right] \right\} = \\ &= -\frac{\partial}{\partial n_{h-i}} \left\{ \ln \frac{W(R)}{R_h} - \ln W_n(n_{h-1}) - \ln \left(2\pi(1-r_n^2)^{0,5} \right) \right\}; \quad i = 0,1. \end{aligned}$$

Продифференцировав полученное соотношение, соответственно, на шагах

h и $h - 1$, и, учитывая, что $R_{h-1} = \left[\frac{(n_h^2 + n_{h-1}^2 - 2r_n n_h n_{h-1})}{(1 - r_n^2)} \right]^{0,5}$, запишем:

$$\begin{aligned} Z_{n,h}^n &= -\frac{\partial}{\partial n_h} \left\{ \ln \frac{W(R_{h-1})}{R_{h-1}} \right\} = -\frac{\partial}{\partial n_h} \{ \ln W(R_{h-1}) - \ln R_{h-1} \} = \\ &= \frac{n_h - r_n n_{h-1}}{1 - r_n^2} \times \frac{Z(R_{h-1})}{R_{h-1}}; \end{aligned}$$

$$Z_{n,h-1}^n = -\frac{\partial}{\partial n_{h-1}} \left\{ \ln \frac{W(R_{h-1})}{R_{h-1}} - \ln W_n(n_{h-1}) \right\} = \frac{n_h - r_n n_{h-1}}{1 - r_n^2} \frac{Z(R_{h-1})}{R_{h-1}} = -Z_n(n_{h-1});$$

$$\text{где } Z(R_{h-1}) = -\frac{\partial}{\partial R_{h-1}} \left\{ \ln \frac{W(R_{h-1})}{R_{h-1}} \right\};$$

$$Z_n(n_{h-1}) = \frac{\partial}{\partial n_{h-1}} \ln W_n(n_{h-1}). \quad (6)$$

Здесь r_n – коэффициент корреляции аддитивной негауссовской помехи с полосовым спектром.

Подставив полученные выражения в (4), после несложных математических преобразований окончательно запишем:

$$D = \left[\frac{\Phi(n_{h-1}, n_h) Z(R_{h-1})}{R_{h-1}} - Z_n(n_{h-1}) s'(\hat{\lambda}_{h-1}) F_h \right], \quad (7)$$

$$\text{где } \Phi(n_{h-1}, n_h) = \frac{(n_{h1} - r_n n_{h-1}) s'(\hat{\lambda}_{\ominus, h}) + (n_{h-1} - r_n n_h) s'(\hat{\lambda}_{h-1}) F_h}{1 - r_n^2}.$$

Как было отмечено выше, процессы $\{y_h\}$, $\{s_h\}$, $\{n_h\}$ являются узкополосными, для которых справедливы квазигармонические представления вида

$$x_h = U_{x.h} \cos(\omega_0 t_h + \Theta_{x.h}).$$

При этом если интервал τ , разделяющий два соседних отсчета на шагах h и $h - 1$, является значительно меньшим, чем интервал корреляции помех, то

$$R_{h-1} \approx U_{n.h} \approx U_{n.h-1},$$

где $U_{n.h-i}$, $i = 0, 1$ – представляет собой амплитуду воздействующей на сигнал негауссовской помехи.

В этом случае выражения

$$\begin{aligned} n_h Z(R_{h-1}) / R_{h-1} &\approx Z(U_{n.h}) \cos(\omega_0 t_h + \Theta_{n.h}) \equiv Z_U(n_h); \\ n_{h-1} Z(R_{h-1}) / R_{h-1} &\approx Z(U_{n.h-1}) \cos(\omega_0 t_{h-1} + \Theta_{n.h-1}) \equiv Z_U(n_{h-1}), \end{aligned} \quad (8)$$

характеризуют преобразования воздействующей аддитивной негауссовской помехи с полосовым спектром в нелинейном преобразователе с заданной амплитудной характеристикой $Z_U(n_h)$, которая связана с $Z_n(U)$ соотношением [18]

$$Z_n(U) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} Z_U(U \cos \Theta) \cos \Theta d\Theta.$$

В дальнейшем будем называть такой преобразователь блоком нелинейного преобразования амплитуды (БНПА), который будет исполнять роль нелинейного амплитудного фильтра.

После ряда математических преобразований представим выражение (7) в виде

$$\begin{aligned} D = & \frac{[Z_U(n_h) - r_n Z_U(n_h)] [s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon,h}) - r_n s'(\hat{\lambda}_{h-1}) F_h]}{1 - r_n^2} + \\ & + [Z_U(n_{h-1}) - Z_n(n_{h-1})] s'(\hat{\lambda}_{h-1}) F_h. \end{aligned} \quad (9)$$

Подставив (9) в выражения исходного алгоритма (2) и (3), находим алгоритм демодуляции марковской непрерывной информационной последовательности $\{\lambda_h\}$ при воздействии аддитивной марковской негауссовской помехи с полосовым спектром

$$\hat{\lambda}_h = \hat{\lambda}_{\varepsilon,h} + \hat{\sigma}_{\lambda\lambda,h}^2 \left\{ \frac{[Z_U(n_h) - r_n Z_U(n_{h-1})][s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon,h}) - r_n s'(\hat{\lambda}_{h-1})F_h]}{1 - r_n^2} + [Z_U(n_{h-1}) - Z_n(n_{h-1})]s'(\hat{\lambda}_{h-1})F_h \right\};$$

$$\hat{\sigma}_{\lambda\lambda,h}^2 = \left[B_{\lambda,h,h}^{\lambda} + B_{\lambda,h,h}^{\Pi} + F_h (B_{\lambda,h,h-1}^{\lambda} + B_{\lambda,h,h-1}^{\Pi}) \right]^{-1}.$$
(10)

На рис. 1 приведена укрупненная структурная схема, ограниченная реализацией алгоритма оценки демодулируемой (фильтруемой) информационной последовательности $\{\lambda_h\}$ (10), где БВП – блок выделения помехи; БФСП – блок формирования сигнала переносчика; БЭ – блок экстраполяции.

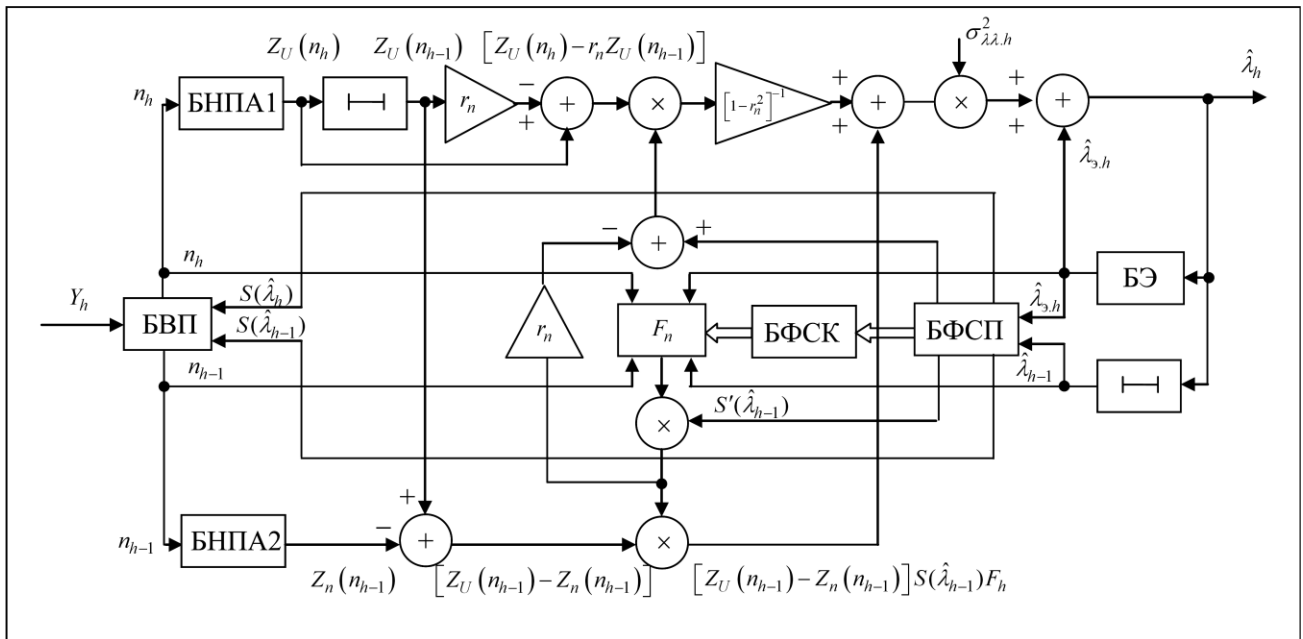


Рис. 1. Структурная схема канала демодуляции информационного процесса

Блок БНПА1 имеет амплитудную характеристику, определяемую выражением (8), когда обработке подвергнута огибающая (амплитуда) воздействующей аддитивной помехи с полосовым спектром. Блок БНПА2 имеет амплитудную характеристику, определяемую выражением (6), когда обработка осуществляется по мгновенным значениям аддитивной помехи.

Заметим, что в случае гауссовской помехи БНПА вырождаются в линейные блоки, поскольку

$$Z_U(n_h) = Z_n(n_h) = n / \sigma_n^2,$$

где σ_n^2 – дисперсия воздействующей помехи.

Если задать интервал временной дискретизации равным $\tau = (\pi/2 + \pi b)/\omega_0$, где $b = 0, 1, 2, \dots$, будем иметь $r_n = 0$, то есть соседние отсчеты аддитивной негауссовской помехи с полосовым спектром на шагах h и $h - 1$ очевидно будут некоррелированы. При этом выражение (9) можно записать так:

$$D = Z_U(n_h) s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon, h}) + [Z_U(n_{h-1}) - Z_n(n_{h-1})] s'(\hat{\lambda}_{h-1}) F_h, \quad (11)$$

где $F_h = B_{\lambda, h, h-1}^\lambda \left(\hat{\sigma}_{\lambda\lambda, h}^2 + B_{\lambda, h-1, h-1}^\lambda \right)$.

Если демодулированный процесс имеет гауссовское распределение с коэффициентом корреляции близким к единице $r_\lambda \approx 1$, то в установившемся (стационарном) режиме работы демодулятора (фильтра), учитывая, что

$$\tilde{B}_{\lambda, h-i, h-j}^\lambda = I_{\phi, \alpha\beta}^\lambda = \mu_{\lambda, h-i, h-j}^2 \sigma_\lambda^{-2},$$

где $\mu_{\lambda, h, h}^2 = (1 - r_\lambda^2)^{-1}$; $\mu_{\lambda, h, h-1}^2 = -r_\lambda \mu_{\lambda, h, h}^2$; $\mu_{\lambda, h-1, h-1}^2 = r_\lambda^2 \mu_{\lambda, h, h}^2$; $\alpha, \beta = 1, 2$; $i, j = 0, 1$; $I_{\phi, \alpha\beta}^\lambda$ – составляющие информационной матрицы Фишера относительно информационного процесса заключенные в переходной ПРВ $W_\lambda(\lambda_h | \lambda_{h-1})$,

приняв для удобства вычислений $\sigma_\lambda^2 = \sigma_{\lambda, h}^2 = \sigma_{\lambda, h-1}^2 = 1$, после несложных математических преобразований получим

$$\tilde{F}_h = r_\lambda \approx 1$$

(прямая линия означает усреднение по множеству, а волнистая – по времени).

Считаем, что выполняется следующее условие

$$T_0 \ll \tau_{k, n} \ll \tau_{k, \lambda},$$

где $\tau_{k, n}$ и $\tau_{k, \lambda}$ – интервалы корреляции, соответственно, аддитивной негауссовской помехи и информационного процесса, тогда можно приближенно принять, что

$$s'_h(\hat{\lambda}_{\varepsilon, h}) = s'_h(\hat{\lambda}_{h-1}).$$

В этом случае выражение (11) примет вид

$$D = [2Z_U(n_h) - Z_n(n_h)]s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon,h}).$$

Структурная схема обработки информационного процесса существенно упрощается (рис. 2) и из двухканальной перейдет в одноканальную, а в БНПА будет осуществляться операция $Z = [2Z_U(n_h) - Z_n(n_h)]$.

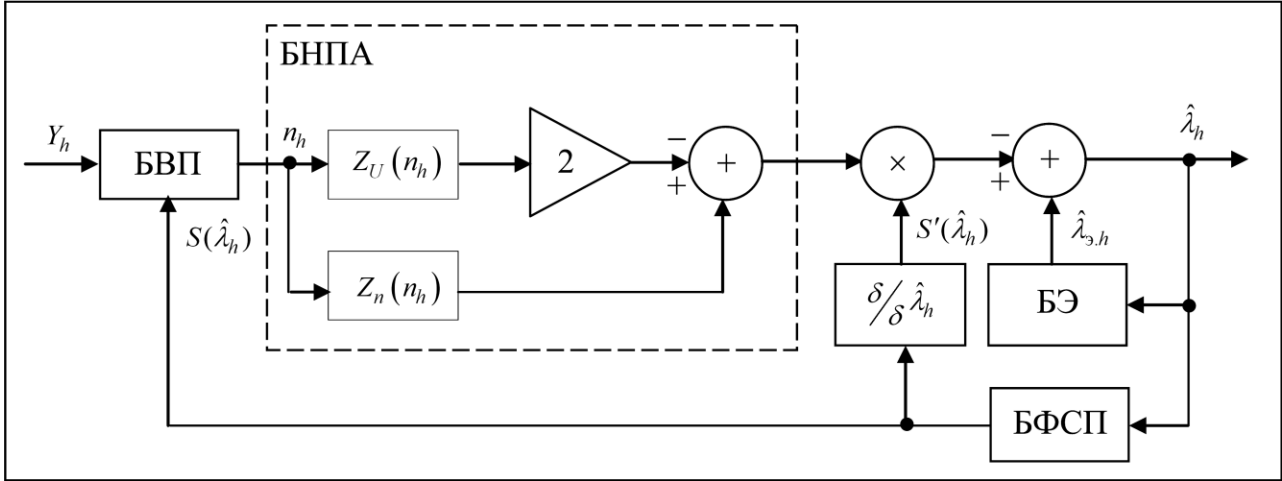


Рис. 2. Структурная схема канала демодулятора при $\sigma_{\lambda\lambda,h}^2 = \sigma_{\lambda\lambda,h-1}^2 = \sigma_{\lambda}^2$

При выборе интервала временной дискретизации $\tau \approx \pi b / \omega_0$, ($b = 1, 2, \dots$) будем иметь $r_n \approx 0$. Структурная схема в этом случае будет аналогична схеме, представленной на рис. 2.

Если выбрать интервал временной дискретизации τ так, что $r_n \approx 1$, то в этом случае вес верхнего канала демодулятора (фильтра) (см. рис. 1) становится значительно больше, чем нижнего. На этом основании из структурной схемы нижний канал можно исключить. Тогда схема демодулятора (фильтра) преобразуется к схеме, представленной на рис. 3.

Выражение (9) с учетом изложенных замечаний примет вид:

$$D = \frac{1}{1 - r_n^2} [Z_U(n_h) - r_n Z_U(n_{h-1})] [s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon,h}) - r_n s'(\hat{\lambda}_{\varepsilon,h-1})].$$

Аддитивная негауссовская помеха подвергается нелинейной обработке в БНПА с характеристикой преобразования $Z_U(n_{h-i})$, $i = 0, 1$, с последующей линейной декорреляцией по алгоритму

$$Z = Z_U(n_h) - r_n Z_U(n_{h-1}).$$

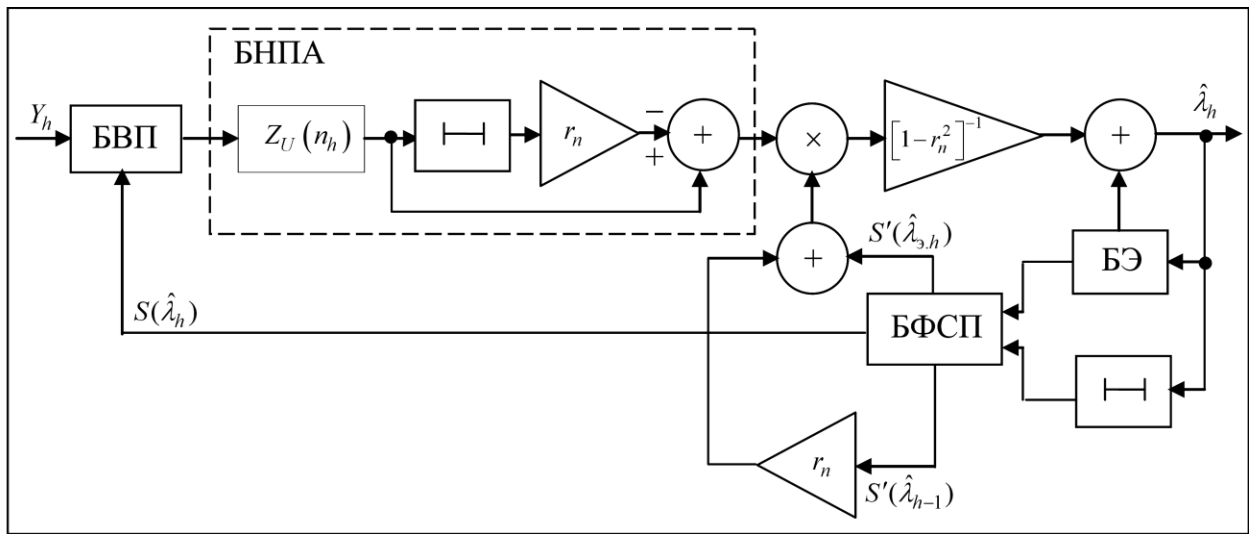


Рис. 3. Структурная схема канала демодулятора при $\tau \approx \pi b/\omega_0$ ($b = 1, 2 \dots$)

Проанализируем полученные схемы обработки сигнала.

Воспользовавшись [15], можно показать, что при выполнении условия независимости огибающей и фазы, равномерно распределенной в интервале $[0, 2\pi]$, аддитивной помехи, описывающейся ЭС двумерной ПРВ в совпадающие моменты времени, энергетический выигрыш от введения в структурную схему обработки блоков БНПА1 и БНПА2 определяется выражением

$$\mu^2 = \frac{2\mu_\alpha^2(1 - K_\phi r_n)}{(1 - r_n^2)} - \mu_0^2, \quad (12)$$

где $\mu_\alpha^2 = \frac{\sigma_n^2}{2} \int_0^\infty \left[\frac{d}{dU_n} \ln \frac{W_n(U_n)}{U_n} \right]^2 W_n(U_n) dU_n$ – коэффициент амплитудного

подавления негауссовской помехи с полосовым спектром; $W_n(U_n)$ – ПРВ амплитуды (огибающей) узкополосной помехи; σ_n^2 – дисперсия помехи; $\mu_0^2 = I_{n,\alpha\beta}^n \sigma_n^2$ – коэффициент, учитывающий повышение точности демодуляции за счет отличия ПРВ мгновенных значений аддитивной помехи с полосовым спектром от гауссовской; $I_{n,\alpha\beta}^n$ – составляющие информационной матрицы Фишера относительно аддитивной помехи с полосовым спектром, заключенные

в переходной ПРВ $W_n(n_h|n_{h-1})$; K_ϕ – коэффициент, учитывающий форму сигнала.

При воздействии гауссовской помехи $\mu_\alpha^2 = \mu_0^2 = 1$ выражение (12) примет вид

$$\mu^2 = \frac{(1 - 2K_\phi r_n)}{(1 - r_n^2)}. \quad (13)$$

Выражение (13) показывает, во сколько раз увеличивается отношение сигнал/помеха (ОСП) от применения в демодуляторе линейной коррекции, что согласуется с полученными ранее результатами для коррелированного гауссовского шума [1].

Если выбрать интервал дискретизации $\tau = (\pi/2 + \pi b)/\omega_0$ ($b = 0, 1, 2, \dots$), когда $r_n \approx 0$, получим выражение

$$\mu^2 = 2\mu_\alpha^2 - \mu_0^2. \quad (14)$$

Отметим, что для негауссовских помех при $\mu_\alpha^2 > \mu_0^2$ из (14) следует, что $\mu^2 > \mu_0^2$. Таким образом, можно утверждать, что эффект от введения в структурную схему анализируемого демодулятора блока БНПА с характеристикой вида $2Z_U(n_h) - Z_n(n_h)$ и при дискретизации с интервалом $\tau = (\pi/2 + \pi b)/\omega_0$ выше, чем у демодулятора с характеристикой БНПА, описываемой выражением (8).

Проведенные расчеты показали, что при демодуляции информационного процесса с гауссовской ПРВ под воздействием коррелированной негауссовской аддитивной помехи с полосовым спектром и ПРВ Райса выигрыш в ОСП составляет около 3 дБ, что полностью совпадает с результатами [15].

3. Выводы

Использование в структурной схеме демодулятора информационного процесса нелинейных блоков с обработкой по мгновенным значениям и по огибающей воздействующей негауссовской аддитивной помехи с соизмеримым или

более узким спектром, чем спектр обрабатываемого полезного сигнала, позволяет существенно повысить качество обработки сигналов в сравнении со схемой, обработка в которой осуществляется только по мгновенным значениям либо только по огибающей названной помехи.

Литература

1. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.
3. Трифонов А. П. Прием сигнала с неизвестной длительностью на фоне белого шума // Радиотехника и электроника. 1977, Т. 22, № 1. С. 90-98.
4. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
5. Radar handbook / Ed. by M.I. Skolnik; 2nd ed. New York: McGraw-Hill. 1990. 1199 p.
6. Родимов А. П., Поповских В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
7. Трифонов А. П., Корчагин Ю. Э., Титов К. Д. Оценка амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными длительностью и начальной фазой // Успехи современной радиоэлектроники. 2015, № 11. С. 4-13.
8. Kassam S. A. Signal Detection in Non-Gaussian Noise. New York: Springer Verlag, 1989. 242 p.
9. Валеев В. Г., Ганапольский В. Б. Метод амплитудного подавления негауссовских помех // Радиотехника и электроника. 1981, № 11. С. 2301-2307.
10. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка точности измерения скалярного информационного параметра сигнала на фоне аддитивных негауссовских помех // Журнал радиоэлектроники, 2017, № 3. Available at <http://jre.cplire.ru/jre/mar17/9/text.pdf>
11. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Оценка погрешности измерения векторного информационного параметра сигнала на фоне аддитивных некоррелиро-

- ванных негауссовских помех, Журнал радиоэлектроники, 2016, №. 1. Available at <http://jre.cplire.ru/jre/jan16/6/text.pdf>
12. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Квазиоптимальная демодуляция сигнала на фоне аддитивной негауссовской помехи с полосовым спектром // XI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов. – Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. – 27-29 ноября 2017 г. С. 198-202.
 13. Артюшенко В. М., Воловач В. И. Использование эллиптически симметричной модели плотности распределения вероятности для описания негауссовских помех // Радиотехника. 2016, № 6. С. 113-117.
 14. McGraw D. K., Wagner J. F. Elliptically symmetric distributions // IEEE Trans. Inform. Theory. 1968, No. 14. PP. 110-120.
 15. Валеев В. Г., Данилов В. А. Оптимальное обнаружение сигналов на фоне негауссовских коррелированных радиопомех // Изв. выш. учебн. заведений. Радиоэлектроника. 1991, № 7. С. 30-34.
 16. Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазиоптимальный прием сигналов. М.: Сов. радио, 1975. 704 с.
 17. Артюшенко В. М. Обработка информационных параметров сигнала в условиях аддитивно-мультипликативных негауссовских помех. М.: ФГБОУ ВПО ФТА; Изд-во «Канцлер», 2014. 298 с.
 18. 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.

Для цитирования:

В.М.Артюшенко, В.И.Воловач. Квазиоптимальная демодуляция смеси узкополосного сигнала и аддитивной негауссовской помехи с полосовым спектром. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/4/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.4.4