

УДК 621.391:621.396.96

Адаптация систем обработки сигналов на фоне пассивных помех

Д. И. Попов*

Рассмотрена традиционная квазиоптимальная система «режекторный фильтр – многоканальный фильтр». Система такого типа гибко учитывает характер помехи, представляющей собой аддитивную смесь коррелированной и некоррелированной составляющих, соответствующих пассивной помехе и собственному шуму приемника. При сильно коррелированной помехе в предположении отсутствия собственного шума система преобразуется в режекторный фильтр, а при наличии только собственного шума — в многоканальный когерентный накопитель. В промежуточном случае представляет интерес задача оптимизации порядка режекторного фильтра.

Адаптация нерекурсивного режекторного фильтра заданного порядка состоит в эмпирическом определении вектора весовых коэффициентов, оптимального по критерию эффективности выделения сигнала на фоне поступающей помехи. При гауссовской статистике входных данных таким критерием является коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха.

Полученные алгоритмы адаптации и соответствующие им адаптивные режекторные фильтры позволяют оптимизировать режектирование пассивных помех в условиях априорной неопределенности их корреляционных характеристик, используя оценочные значения коэффициентов корреляции.

Адаптация многоканального фильтра также предполагает использование оценок неизвестных параметров помехи для классификации помеховой обстановки путем их идентификации в априорном пространстве характеристик помех с последующим выбором предварительно рассчитанных оптимальных весовых векторов.

Предложенная процедура адаптации систем когерентной обработки сигналов на основе комбинации режекторного и многоканального фильтров приводит в условиях априорной неопределенности к адаптивной перестройке порядка и весовых коэффициентов фильтров и позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы.

Описана функция правдоподобия, устанавливающая зависимость выходных отсчетов автокомпенсатора доплеровской фазы пассивной помехи от корреляционной матрицы помехи. Методом максимального правдоподобия синтезирован алгоритм оценивания коэффициентов межпериодной корреляции пассивной помехи на выходе автокомпенсатора доплеровской фазы помехи. На базе данного алгоритма выполнено построение квазиоптимального (упрощенного) алгоритма оценивания и приведена структурная схема соответствующего ему измерителя.

Синтезированный алгоритм оценивания коэффициентов межпериодной корреляции пассивной помехи позволяет получать асимптотически эффективные и состоятельные оценки максимального правдоподобия, используемые для адаптации режекторного и многоканального фильтров.

Ключевые слова: адаптивные алгоритмы, алгоритмы оценивания, коэффициенты корреляции, обработка сигналов, пассивные помехи.

* adop@mail.ru

Введение

Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик пассивных помех, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора существенно затрудняют реализацию эффективного обнаружения движущихся целей на фоне помех, что стимулирует инновационное развитие радиолокационных систем и методов обработки радиолокационных сигналов. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на оптимизации алгоритмов обработки в зависимости от параметров помехи и последующей замене в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода неизвестных параметров их состоятельными оценками, что приводит к построению адаптивных алгоритмов и систем обработки. Методы оптимизации алгоритмов обработки сигналов на фоне пассивных помех рассмотрены в [1]. Представляет интерес использование полученных результатов для адаптации систем обработки сигналов и синтез алгоритмов оценивания неизвестных параметров помехи (коэффициентов межпериодной корреляции), а также построение соответствующих измерителей.

Критерии и алгоритмы адаптации

Рассмотрим обработку N цифровых отсчетов $U_j = x_j^+ + iy_j$, $j = \overline{1, N}$, комплексной огибающей аддитивной смеси когерентных импульсов и помехи. Статистические свойства гауссовских сигнала и помехи описываются их корреляционными матрицами \mathbf{R}_c и \mathbf{R}_n , с элементами:

$$R_{jk} = \rho_{jk} e^{i(j-k)\theta},$$

где $\rho_{jk} = \rho[(j-k)T]$ — коэффициенты межпериодной корреляции сигнала (ρ_{jk}^c) или помехи (ρ_{jk}^n); θ — доплеровский сдвиг фазы за период повторения T сигнала ($\theta_c = \psi$) или помехи ($\theta_n = \varphi$).

Полагаем, что в качестве исходной используется традиционная квазиоптимальная система «режекторный фильтр – многоканальный фильтр», структурные схемы которой при непрерывном и дискретном сканировании антенного луча приведены в [1]. Система такого типа позволяет гибко учитывать характер помехи, представляющей собой аддитивную смесь коррелированной и некоррелированной составляющих, соответствующих пассивной помехе и собственному шуму приемника. При сильно коррелированной помехе в предположении отсутствия собственного шума система преобразуется в режекторный фильтр, а при наличии только собственного шума — в многоканальный когерентный накопитель. В промежуточном случае представляет интерес рассматриваемая ниже задача оптимизации порядка режекторного фильтра.

Адаптация нерекурсивного режекторного фильтра (РФ) заданного порядка m состоит в эмпирическом определении вектора весовых коэффициентов $\mathbf{G} = \{G_k\}$, $k = \overline{0, m}$, оптимального по критерию эффективности выделения сигнала на фоне поступающей помехи. При гауссовской статистике, адекватно описывающей входные данные, таким критерием является коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха:

$$\mu(\psi) = \mathbf{G}^T \mathbf{R}_c \mathbf{G} / \mathbf{G}^T (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{G},$$

где $\lambda = \sigma_n^2 / \sigma_s^2$ — отношение дисперсий собственного шума и помехи; $\mathbf{I} = [\delta_{jk}]$ — единичная матрица; δ_{jk} — символ Кронекера.

Учитывая инвариантность параметров РФ к корреляционным характеристикам сигнала и предполагая равномерное распределение величины ψ в интервале $(-\pi, \pi)$, найдем:

$$\mu = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \mu(\psi) d\psi = \mathbf{G}^T \tilde{\mathbf{R}}_c \mathbf{G} / \mathbf{G}^T (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{G},$$

где $\tilde{\mathbf{R}}_c$ — преобразованная в результате интегрирования корреляционная матрица сигнала, элементы которой $\tilde{R}_{jk}^c = \rho_{jk}^c \text{sinc}[(j-k)\pi]$, что с учетом свойства sinc-функции соответствует единичной матрице, т. е. $\tilde{\mathbf{R}}_c = \mathbf{I}$. Тогда окончательно получим:

$$\mu = \mathbf{G}^T \mathbf{G} / \mathbf{G}^T (\mathbf{R}_n + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{G} = [(\mathbf{G}^T \mathbf{R}_n \mathbf{G} / \mathbf{G}^T \mathbf{G}) + \lambda]^{-1}. \quad (1)$$

В процессе адаптации РФ должен формироваться вектор \mathbf{G} , реализующий $\mu_{\max} \rightarrow \max_{\mathbf{G}} \mu$. Из экстремальных свойств характеристических (собственных) чисел матриц следует, что минимумом отношения Рэлея в выражении (1) является наименьшее собственное число α_{\min} матрицы \mathbf{R}_n , определяемое как наименьший корень характеристического уравнения $\det(\mathbf{R}_n - \alpha \mathbf{I}) = 0$. При этом $\mu_{\max} = (\alpha_{\min} + \lambda)^{-1}$, а оптимальный вектор \mathbf{G} не зависит от λ и определяется как собственный вектор матрицы \mathbf{R}_n , соответствующий α_{\min} , из матричного уравнения:

$$(\mathbf{R}_n - \alpha_{\min} \mathbf{I}) \mathbf{G} = 0. \quad (2)$$

Переходя, в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода, к оценочному значению матрицы $\hat{\mathbf{R}}_n = [\hat{R}_{jk}^n] = [\hat{\rho}_{jk}^n e^{i(j-k)\hat{\theta}}]$, получим, что в общем случае уравнению (2) удовлетворяет вектор $\hat{\mathbf{G}} = \{\hat{G}_k\} = \{\hat{g}_k e^{ik\hat{\theta}}\}$, $k = \overline{0, m}$. Коэффициенты \hat{g}_k определяются при условии $\hat{g}_0 = g_0 = 1$ оценками $\hat{\rho}_{jk} = \hat{\rho}_{jk}^{(1)}$ и $\hat{\alpha}_{\min}$. В частности, при $m = 1$ получаем $\hat{g}_1 = g_1 = -1$. С учетом свойства симметрии коэффициентов $\hat{g}_k = (-1)^m \hat{g}_{m-k}$ найдем конкретный вид адаптивных алгоритмов для других порядков адаптивного режекторного фильтра:

при $m = 2$, $g_0 = g_2 = 1$, $\hat{g}_1 = -2\hat{\rho}_{12} / (1 - \hat{\alpha}_{\min})$,

$$\text{где } \hat{\alpha}_{\min} = 1 + \frac{\hat{\rho}_{13}}{2} \left(1 - \sqrt{1 + \left(\frac{\hat{\rho}_{12}}{\hat{\rho}_{13}} \right)^2} \right);$$

при $m = 3$, $g_0 = -g_3 = 1$

$$\hat{g}_1 = -\hat{g}_2 = - \left(1 + \frac{\hat{\rho}_{12} - \hat{\rho}_{14}}{1 - \hat{\rho}_{13} - \hat{\alpha}_{\min}} \right) \cong - \left(1 + \frac{\hat{\rho}_{12} - \hat{\rho}_{14}}{1 - \hat{\rho}_{13}} \right),$$

где величина $\hat{\alpha}_{\min}$ по сравнению с $\rho_{jj} = 1$ пренебрежимо мала. Это позволяет не учитывать ее, что практически не влияет на эффективность режектирования помехи.

Путем упрощения критерия (1) получаем модифицированный критерий

$$\gamma = \mathbf{G}^T \mathbf{R}_n \mathbf{G}. \quad (3)$$

Соответствующие условию $\gamma_{\min} \rightarrow \min_{\mathbf{G}} \gamma$ коэффициенты g_k с учетом их симметрии и ограничения $g_0 = 1$ определяются из уравнения $\partial(\mathbf{G}^T \mathbf{R}_n \mathbf{G}) / \partial g_k = 0$. Используя оценочные значения коэффициентов $\hat{\rho}_{1k}$, для адаптивных алгоритмов получаем:

при $m = 1$, $g_0 = 1$, $\hat{g}_1 = -\hat{\rho}_{12}$;

при $m = 2$, $g_0 = g_2 = 1$, $\hat{g}_1 = -2\hat{\rho}_{12}$;

при $m = 3$, $g_0 = -g_3 = 1$, $\hat{g}_1 = -\hat{g}_2 = -(\hat{\rho}_{12} - \hat{\rho}_{13}) / (1 - \hat{\rho}_{12})$

Алгоритмы, соответствующие критерию (1), являются точными, а критерию (3) — приближенными. Сравнение эффективности, реализуемой алгоритмами обоих типов, показывает, что приближенные алгоритмы несущественно уступают точным алгоритмам, а, учитывая, что для их реализации при $m \geq 2$ число оцениваемых коэффициентов корреляции равно $m - 1$, т. е. на один меньше, чем для точных, предпочтению следует отдать приближенным алгоритмам. Исключение составляет РФ при $m = 1$, для которого проще реализовать оптимальные коэффициенты по критерию (1), являющиеся биномиальными. Адаптивные режекторные фильтры (АРФ) высоких порядков реализуются в виде каскадного соединения звеньев 1-го, 2-го или 3-го порядков, весовые коэффициенты которых адаптируются в соответствии с приведенными выше алгоритмами.

Реализация рассмотренных АРФ в цифровом виде предполагает использование комплексных перемножителей, число которых равно порядку фильтра. При этом существенно усложняется структура АРФ, особенно высоких порядков, и повышаются требования к быстродействию арифметических операций для выполнения обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора. В [2] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных

помех с прямой и обратной связью. Режектирование «остановленной» помехи теперь может быть осуществлено фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [3 — 6].

Адаптация многоканального фильтра (МФ) также предполагает использование оценок неизвестных параметров помехи для классификации помеховой обстановки путем их идентификации в априорном пространстве характеристик помех с последующим выбором предварительно рассчитанных на основе критерия $\mu_{l\max} \rightarrow \max_{\mathbf{h}_l} \mu_l$ и выражения (4) работы [1] для μ_l оптимальных векторов \mathbf{h}_l . Оптимизация порядка РФ m предполагает перестройку структуры системы.

При оптимизации структуры и параметров системы существенное значение имеет динамический диапазон помехи λ^{-1} по отношению к уровню собственного шума. На рис. 1 приведены зависимости оптимального порядка РФ $m_{\text{опт}}$ от величины λ^{-1} для различных значений нормированной ширины спектра помехи $\beta_n = \Delta f_n T$ при гауссовской функции корреляции. Как видим, оптимальный порядок РФ связан с величиной λ^{-1} практически прямо пропорциональной зависимостью. При расширении спектра помехи порядок РФ вначале возрастает, а затем уменьшается, что обусловлено соответствующим перераспределением эффективности подавления помехи в РФ и накопления сигнала в МФ. Полученные результаты подтверждают возможности рассматриваемой системы гибко учитывать характер помехи путем перестройки своей структуры.

Адаптивная система обработки сигналов (рис. 2) реализуется в виде каскадного соединения автокомпенсатора (АК) доплеровской фазы помехи [2, 3, 5], а также адаптивных РФ и МФ [4, 6]. Адаптация весовых коэффициентов РФ g_k осуществляется по оценкам коэффициентов корреляции помехи $\hat{\rho}_{li}$ ($i = \overline{2, m}$) на выходе АК, а весовых коэффициентов МФ h_k — по оцен-

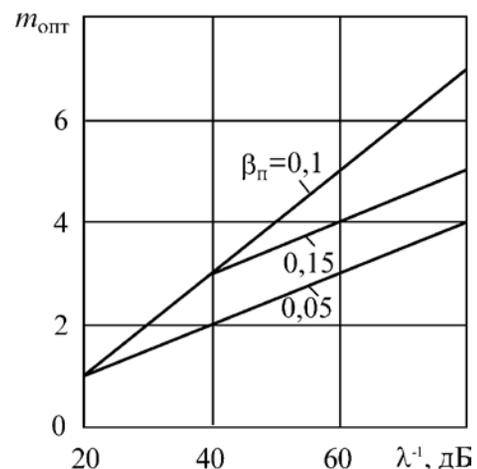


Рис. 1. Зависимости оптимального порядка РФ

кам коэффициентов корреляции остатков помехи \hat{a}_{i_i} ($i = \overline{2, N - m}$) на выходе РФ. При непостоянной величине динамического диапазона λ^{-1} приблизиться к потенциальной эффективности при изменении параметров помехи в сравнительно широком диапазоне возможно только при оптимизации порядка РФ путем соответствующей перестройки структуры. Полученные в результате оптимизации зависимости $m_{\text{опт}}$ от параметров помехи позволяют в процессе адаптации на основе классификации помеховой обстановки выбрать порядок РФ и МФ.

Оценивание коэффициентов корреляции помехи

В автокомпенсаторе доплеровской фазы пассивной помехи исходные цифровые отсчеты $U_{jl} = x_{jl} + i y_{jl} = u_{jl} e^{i(j\phi + \phi_0)}$ (где j и l — номера периода повторения и элемента разрешения по дальности соответственно, ϕ_0 — начальная фаза) комплексной огибающей входных данных подвергаются двумерному повороту на угол — $j\hat{\phi}$ [2, 3, 5]. При этом на выходе автокомпенсатора образуются отсчеты $\tilde{U}_{jl} = U_{jl} e^{-i j \hat{\phi}} = u_{jl} e^{i j(\phi - \hat{\phi})}$, не содержащие с точностью до погрешности автокомпенсации $\Delta\phi = \phi - \hat{\phi}$ доплеровских сдвигов фазы помехи. Затем в АРФ с действительными весовыми коэффициентами m -го порядка производится межпериодная обработка последовательности $m + 1$ цифровых отсчетов $\tilde{U}_{jl}, j = \overline{1, m + 1}$ [4, 6], образующих в l -м элементе разрешения по дальности вектор-столбец $\tilde{U}_l = \{\tilde{U}_{jl}\}^T = \{\tilde{U}_{1l}, \dots, \tilde{U}_{m+1,l}\}^T, l = \overline{1, n + 1}$.

Пассивная помеха располагается во временном стробе и образует в пределах $n + 1$ смежных элементов разрешения по дальности обучающую выборку в виде совокупности $\tilde{U} = \{\tilde{U}_l\} = \{\tilde{U}_1, \dots, \tilde{U}_{n+1}\}$. Так как адаптивная обработка на основе поступающих оценок осуществляется после предварительной задержки исходных данных для среднего элемента разрешения в стробе [4, 6], то целесообразно соответствующий этому элементу вектор \tilde{U}_l ($l = n/2 + 1$) исключить из обучающей выборки. Тогда в случае сигнала, соизмеримого по величине с помехой, или разрывной помехи при обработке элемента разрешения, содержащего сигнал, исключается возможность ослабления или подавления сигнала за счет его влияния на используемые оценки.

Полагаем помеху в пределах временного строба однородной. При этом в каждом элементе разрешения по дальности данного строба помеха описывается корреляционной матрицей $R_l = \tilde{U}_l \tilde{U}_l^{*T} / 2 = R$. Параметры корреляционной матрицы R априори неизвестны и являются предметом последующего оценивания. Зависимость выходных отсчетов автокомпенсатора в виде совокупности $\tilde{U} = \{\tilde{U}_l\} = \{\tilde{U}_1, \dots, \tilde{U}_{n+1}\}$ от матрицы R описывается функцией правдоподобия (ФП):

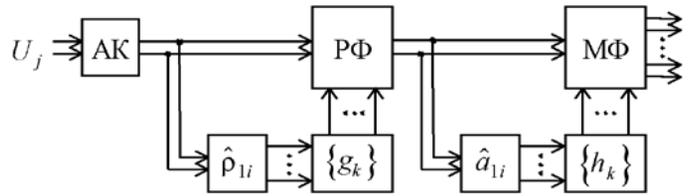


Рис. 2. Структурная схема адаптивной системы обработки сигналов

$$P(\tilde{U} / R) = (2\pi)^{-(m+1)n} \times \det^{-n} \text{Rexp} \left[-\frac{1}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^{n+1} \tilde{U}_l^* R^{-1} \tilde{U}_l \right], \quad (4)$$

где R^{-1} — матрица, обратная по отношению к матрице R , элементы которой при симметричном спектре помехи $R_{jk} = \sigma_j \sigma_k \rho_{jk} e^{i(j-k)\Delta\phi} + \sigma_{\text{ш}}^2 \delta_{jk}$; σ_i — среднеквадратичные значения отсчетов пассивной помехи.

Стационарность структуры матрицы R , являющейся эрмитовой и теплицевой, позволяет ограничиться оцениванием коэффициентов корреляции ρ_{1k} ($k = \overline{2, m}$), соответствующих первой строке матрицы R , что при $m \geq 2$ соответствует числу оцениваемых коэффициентов корреляции, необходимых для адаптации весовых коэффициентов РФ по критерию (3), равному $m - 1$. Для оценивания каждого коэффициента необходимы данные двух соответствующих периодов повторения. Тогда образующие совокупность $\tilde{U} = \{\tilde{U}_l\}$ векторы $\tilde{U}_l = \{\tilde{U}_{jl}, \tilde{U}_{j+k-1,l}\}^T, j = \overline{1, m - k + 1}, l = \overline{1, n + 1}$. При этом без учета собственного шума ввиду его малости по сравнению с пассивной помехой ($\sigma^2 \ll \sigma_i^2$), что соответствует реальной ситуации, ФП (4) принимает вид:

$$P(\tilde{U} / \vartheta) = (2\pi \sigma_j \sigma_{j+k-1})^{-2n} (1 - \rho_{1k}^2)^{-n} \times \exp \left\{ \frac{1}{2(1 - \rho_{1k}^2)} \left(\frac{\rho_{1k} (V_{1k} e^{-i\vartheta} + V_{1k}^* e^{i\vartheta})}{\sigma_j \sigma_{j+k-1}} - \frac{b_1}{\sigma_j^2} - \frac{b_k}{\sigma_{j+k-1}^2} \right) \right\},$$

где $\alpha = \{\rho_{1k}, \sigma_j^2, \sigma_{j+k-1}^2\}$ — вектор параметров помехи; $\vartheta = (k - 1)\Delta\phi$,

$$V_{1k} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^n \tilde{U}_{jl}^* \tilde{U}_{j+k-1,l};$$

$$b_1 = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^n |\tilde{U}_{jl}|^2;$$

$$b_k = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^n |\tilde{U}_{j+k-1,l}|^2.$$

Фазовый сдвиг ϑ в данном случае является неинформационным (мешающим) параметром, который

подлежит исключению из ФП. Классическое решение этой проблемы состоит в усреднении ФП по ϑ . Другое решение основывается на максимизации ФП по ϑ . Учитывая, что

$$V_{1k} e^{-i\vartheta} + V_{1k}^* e^{i\vartheta} = 2 |V_{1k}| \cos(\vartheta - \arg V_{1k}),$$

то при любом \mathbf{a} максимуму ФП по ϑ соответствует $\cos(\vartheta - \arg V_{1k}) = 1$.

При этом условии параметр ϑ исключается из ФП:

$$P(\tilde{\mathbf{U}} /) = (2\pi\sigma_j\sigma_{j+k-1})^{-2n} (1 - \rho_{1k}^2)^{-n} \times \exp \left\{ \frac{1}{1 - \rho_{1k}^2} \left(\frac{\rho_{1k} |V_{1k}|}{\sigma_j\sigma_{j+k-1}} - \frac{b_1}{2\sigma_j^2} - \frac{b_k}{2\sigma_{j+k-1}^2} \right) \right\}.$$

При оценивании векторного параметра \mathbf{a} уравнение правдоподобия имеет вид:

$$\nabla_{\mathbf{a}} \ln P(\tilde{\mathbf{U}} /) \Big|_{\mathbf{a}=\hat{\mathbf{a}}} = 0,$$

где $\nabla_{\mathbf{a}} = \left\{ \frac{\partial}{\partial \rho_{1k}}, \frac{\partial}{\partial (\sigma_j^2)}, \frac{\partial}{\partial (\sigma_{j+k-1}^2)} \right\}$ — оператор градиента, соответствующий вычислению частных производных по компонентам вектора \mathbf{a} .

В результате логарифмирования, дифференцирования и несложных алгебраических преобразований получим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial \ln P}{\partial \rho_{1k}} &= 2n(1 - \rho_{1k}^2) + \frac{(1 + \rho_{1k}^2) |V_{1k}|}{\rho_{1k} \sigma_j \sigma_{j+k-1}} - \frac{b_1}{\sigma_j^2} - \frac{b_k}{\sigma_{j+k-1}^2} = 0; \\ \frac{\partial \ln P}{\partial (\sigma_j^2)} &= 2n(1 - \rho_{1k}^2) + \frac{\rho_{1k} |V_{1k}|}{\sigma_j \sigma_{j+k-1}} - \frac{b_1}{\sigma_j^2} = 0; \\ \frac{\partial \ln P}{\partial (\sigma_{j+k-1}^2)} &= 2n(1 - \rho_{1k}^2) + \frac{\rho_{1k} |V_{1k}^{(j)}|}{\sigma_j \sigma_{j+k-1}} - \frac{b_k}{\sigma_{j+k-1}^2} = 0. \end{aligned} \right\}$$

Данная система уравнений позволяет найти искомые оценки максимального правдоподобия (ОМП). Из совместного решения уравнений системы находим:

$$\hat{\rho}_{1k} = |V_{1k}| / 2n\sigma_j\sigma_{j+k-1}, \quad k = \overline{2, m}$$

Решение второго и третьего уравнений системы с учетом полученного выражения для $\hat{\rho}_{1k}$ приводит соответственно к оценкам

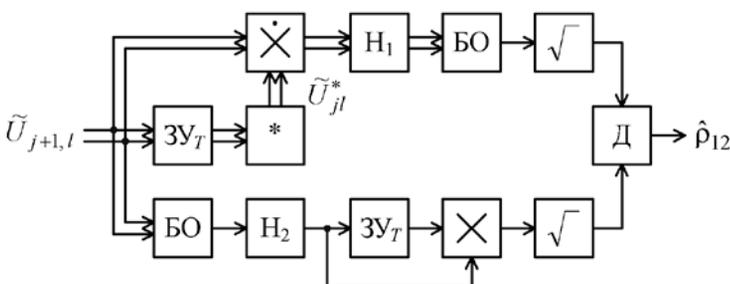


Рис. 3. Структурная схема измерителя коэффициента корреляции помехи

$$\hat{\sigma}_j^2 = b_1 / 2n, \quad \hat{\sigma}_{j+k-1}^2 = b_k / 2n.$$

Окончательно для ОМП коэффициентов корреляции имеем:

$$\hat{\rho}_{1k} = |V_{1k}| / (b_1 b_k)^{1/2}, \quad k = \overline{2, m}. \quad (5)$$

Соответствующая алгоритму оценивания (5) структурная схема измерителя оценки $\hat{\rho}_{12}$ приведена на рис. 3. В блоке комплексного сопряжения (*) инвертируется знак мнимых проекций задержанных в запоминающем устройстве ZY_T на период повторения T комплексных отсчетов \tilde{U}_{jl} , которые затем перемножаются с исходными отсчетами $\tilde{U}_{j+1,l}$ в комплексном перемножителе (\times). В первом и втором накопителях (H_1 и H_2) осуществляется скользящее суммирование (накопление) поступающих данных с $n + 1$ смежных элементов разрешения по дальности за исключением среднего элемента с номером $l = n/2 + 1$. Накопитель H_1 состоит из двух квадратурных накопителей, каждый из которых выполнен аналогично накопителю H_2 . В блоках объединения (БО) производится суммирование квадратов проекций, а последующие операции в соответствии с алгоритмом (5) приводят к вычислению на выходе делителя (Д) оценки $\hat{\rho}_{12}$. Измерители оценок $\hat{\rho}_{1k}$ отличаются от рассмотренного измерителя величиной задержки в ЗУ, равной $(k - 1)T$.

Оценка коэффициентов корреляции остатков помехи \hat{a}_{1i} ($i = 2, N - m$) на выходе РФ осуществляется аналогичным образом.

Заключение

Рассмотренные алгоритмы адаптации и соответствующие им АРФ позволяют оптимизировать режекторирование пассивных помех в условиях априорной неопределенности их корреляционных характеристик.

Предложенная процедура адаптации систем когерентной обработки сигналов на основе комбинации режекторного и многоканального фильтров приводит в условиях априорной неопределенности к адаптивной перестройке порядка и весовых коэффициентов фильтров и позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы.

Синтезированный алгоритм оценивания коэффициентов межпериодной корреляции пассивной помехи позволяет получать асимптотически эффективные и состоятельные оценки максимального правдоподобия, используемые для адаптации режекторного и многоканального фильтров.

Литература

1. Попов Д.И. Оптимизация систем обработки сигналов на фоне пассивных помех // Вестник МЭИ. 2015. № 4. С. 75 — 78.

2. **Попов Д.И.** Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30 — 33.

3. **Пат. 711849 СССР.** Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов // Бюл. изобрет. 1998. № 33.

4. **Пат. 875960 СССР.** Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов // Там же.

5. **Пат. 1015757 СССР.** Устройство подавления пассивных помех / Д. И. Попов // Там же.

6. **Пат. 1098399 СССР.** Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д. И. Попов // Бюл. изобрет. 1998. № 35.

Статья поступила в редакцию 12.01.2016