Адаптивная обработка когерентных сигналов на фоне помех

Adaptive Processing of Coherent Signals Against Background Interference

Попов / Popov D.
Дмитрий Иванович
(adop@mail.ru)
доктор технических наук, профессор.
ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет»,
профессор кафедры радиотехнических систем.
г. Рязань

Ключевые слова: адаптивные алгоритмы – adaptive algorithms; коэффициенты корреляции – correlation coefficients; алгоритмы оценивания – estimation algorithms; processing signals – обработка сигналов; clutter – пассивные помехи.

Рассмотрены критерии и алгоритмы адаптации нерекурсивных режекторных фильтров и принципы адаптации многоканальных фильтров к неизвестным корреляционным характеристикам пассивных помех. Предложенная процедура адаптации приводит к адаптивной перестройке порядка и весовых коэффициентов фильтров и позволяет приблизиться к эффективности оптимальной системы. Синтезированы алгоритмы оценивания, и приведена структурная схема измерителя коэффициентов межпериодной корреляции помехи на выходе автокомпенсатора доплеровской фазы пассивной помехи.

The criteria and algorithms of non-recursive rejecter's adaptation and the principles of multi-channel filter adaptation to the unknown correlation characteristics of clutter are considered. The proposed procedure for the adaptation results for adaptive restructuring order and filter weight and allows you to get closer to efficiency of the optimal system. The estimation algorithms are synthesized and the structural schemes of meter interperiod correlation coefficients clutter on output autocompensator of clutter Doppler phase are given.

Введение

Пассивные помехи со времен Второй мировой войны и до настоящего времени являются эффективным средством противорадиолокационной маскировки [1, 2]. Несовершенство аналоговой техники (ультразвуковых линий задержки и потенциалоскопов) тормозило прогресс в развитии средств защиты от пассивных помех [3]. Применение цифровой обработки сигналов позволило реализовать подоптимальный процессор на основе цифрового фильтра для подавления помехи с последующим дискретным преобразованием Фурье отсчетов [4]. Использование цифровой техники привело к построению режекторных фильтров с адаптацией к доплеровской фазе пассивной помехи [5]. Развитие цифровых методов и устройств цифровой обработки сигналов продолжает освещаться в современной зарубежной научно-технической литературе [6–8].

При обработке радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех априорная неопределенность корреляционных характеристик помех, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора существенно затрудняют реализацию эффективного обнаружения движущихся целей. 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 [9], что приводит к построению адаптивных алгоритмов и систем обработки. Методы оптимизации алгоритмов обработки сигналов на фоне пассивных помех рассмотрены в работе [10]. Представляет интерес использование полученных результатов для адаптивной обработки сигналов, синтез алгоритмов оценивания неизвестных параметров помехи (коэффициентов межпериодной корреляции) и построение соответствующих измерителей.

Рассмотрим обработку N цифровых отсчетов $U_j = x_j + \mathrm{i}\, y_j$, $j = \overline{1, N}$ комплексной огибающей аддитивной смеси когерентных сигналов и помехи. Статистические свойства гауссовских сигнала и помехи описываются их корреляционными матрицами $\mathbf{R}_{\text{с}}$ и $\mathbf{R}_{\text{п}}$, элементы которых

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

где $\rho_{jk} = \rho[(j-k)T]$ – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала ($\rho^{\text{с}}_{jk}$) или помехи ($\rho^{\text{п}}_{jk}$), θ – допле-

ровский сдвиг фазы за период повторения T сигнала ($\theta_c = \psi$) или помехи ($\theta_п = \varphi$).

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 работе [10]. 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 входных данных таким критерием является коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха

$$\mu(\psi) = \mathbf{G}^{т*}\mathbf{R}_c\mathbf{G} / \mathbf{G}^{т*}(\mathbf{R}_п + \lambda\mathbf{I})\mathbf{G},$$

где $\lambda = \sigma_ш^2 / \sigma_п^2$ – 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

$$\mu = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\mu(\psi)d\psi = \mathbf{G}^{т*}\widetilde{\mathbf{R}}_c\mathbf{G} / \mathbf{G}^{т*}(\mathbf{R}_п + \lambda\mathbf{I})\mathbf{G},$$

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

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

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

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

Переходя в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода к оценочному значению матрицы $\hat{\mathbf{R}}_п = [\hat{R}_{jk}^п] = [\hat{\rho}_{jk}^{(п)}\,e^{i(j-k)\hat{\varphi}}]$, получим, что уравнению (2) удовлетворяет вектор $\hat{\mathbf{G}} = \{\hat{G}_k\} = \{\hat{g}_k\,e^{ik\hat{\varphi}}\}$, $k = \overline{0, m}$. Коэффициенты $\hat{g}_k$ определяются при условии $\hat{g}_0 = g_0 = 1$ оценками $\hat{\rho}_{jk} = \hat{\rho}_{jk}^{(п)}$ 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 (АРФ):

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

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

при

$$m = 3 \quad g_0 = -g_3 = 1,$$

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

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

$$\gamma = \mathbf{G}^{т*}\mathbf{R}_п\mathbf{G}. \quad (3)$$

Соответствующие условию $\gamma_{min} \to \min\limits_{\mathbf{G}} \gamma$ коэффициенты g_k с учетом их симметрии и ограничения $g_0 = 1$ определяются из уравнения $\partial(\mathbf{G}^{т*}\mathbf{R}_п\mathbf{G}) / \partial g_k = 0$. 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 число оцениваемых коэффициентов корреляции равно $m - 1$, т. е. на один меньше, чем для точных, предпочтение следует отдать приближенным алгоритмам.

Реализация рассмотренных АРФ в цифровом виде предполагает использование комплексных перемножителей. При этом существенно усложняется структура АРФ и повышаются требования к быстродействию выполнения арифметических операций обработки в реальном масштабе времени. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровской фазы помехи, обусловленной взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора. В работе [11] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью [12,

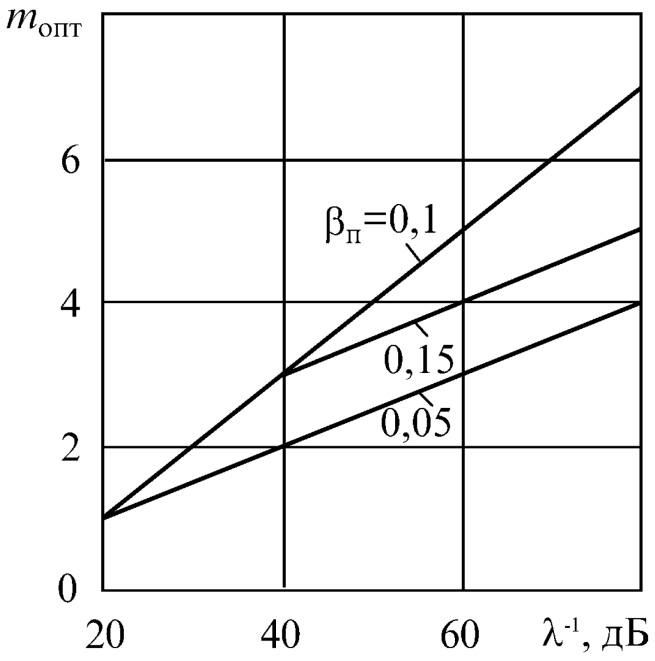

Рис. 1. Зависимости оптимального порядка РФ

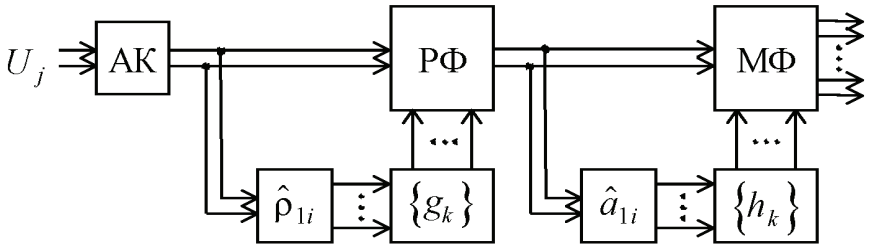

Рис. 2. Структурная схема адаптивной системы обработки сигналов

14]. Режектирование «остановленной» помехи теперь может быть осуществлено фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [13, 15].

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 $\mu_{l\max} \to \max\limits_{\mathbf{h}_l} \mu_l$ и выражения (4) работы [10] 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 $\beta_{\text{п}} = \Delta f_{\text{п}} T$ 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.

Адаптивная система обработки сигналов (рис. 2) реализуется в виде каскадного соединения автокомпенсатора (АК) доплеровской фазы помехи [11, 12, 14], а также адаптивных РФ и МФ [13, 15]. Адаптация весовых коэффициентов РФ g_k осуществляется по оценкам коэффициентов корреляции помехи $\hat{\rho}_{1i} (i = \overline{2, m})$ на выходе АК, а весовых коэффициентов МФ h_k – по оценкам коэффициентов корреляции остатков помехи $\hat{a}_{1i} (i = \overline{2, N-m})$ на выходе РФ. При непостоянной величине динамического диапазона λ^{-1} приблизиться к потенциальной эффективности при изменении параметров помехи в сравнительно широком диапазоне возможно 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 выбирать порядок РФ и МФ.

Оценивание коэффициентов корреляции помехи

В автокомпенсаторе доплеровской фазы пассивной помехи исходные цифровые отсчеты $U_{jl} = x_{jl} + \mathrm{i}\, y_{jl} = u_{jl}\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}(j\varphi + \varphi_0)}$ (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 $j\hat{\varphi}$ [11, 12, 14]. При этом на выходе автокомпенсатора образуются отсчеты $\widetilde{U}_{jl} = U_{jl}\, \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\, j\hat{\varphi}} = u_{jl}\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}\, j(\varphi - \hat{\varphi})}$, не содержащие с точностью до погрешности автокомпенсации $\Delta\varphi = \varphi - \hat{\varphi}$ доплеровских сдвигов фазы помехи. Затем в АРФ с действительными весовыми коэффициентами m-го порядка производится межпериодная обработка последовательности $m+1$ цифровых отсчетов $\widetilde{U}_{jl}$, $j = \overline{1, m+1}$ [4, 6], образующих в l-м элементе разрешения по дальности вектор-столбец $\widetilde{\mathbf{U}}_l = \{\widetilde{U}_{jl}\}^{\mathrm{T}} = \{\widetilde{U}_{1l}, ..., \widetilde{U}_{m+1,l}\}^{\mathrm{T}}, l = \overline{1, n+1}$.

Пассивная помеха располагается во временном стробе и образует в пределах $n+1$ смежных элементов разрешения по дальности обучающую выборку в виде совокупности $\widetilde{\mathbf{U}} = \{\widetilde{\mathbf{U}}_l\} = \{\widetilde{\mathbf{U}}_1, ..., \widetilde{\mathbf{U}}_{n+1}\}$. Так как адаптивная обработка на основе поступающих оценок осуществляется после предварительной задержки исходных данных для среднего элемента разрешения в стробе [13, 15], то целесообразно соответствующий этому элементу вектор $\widetilde{\mathbf{U}}_l$ $(l = n/2 + 1)$ 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. В каждом элементе разрешения по дальности данного строба помеха описывается корреляционной матрицей $\mathbf{R}_l = \widetilde{\mathbf{U}}_l \widetilde{\mathbf{U}}_l^{*\mathrm{T}} / 2 = \mathbf{R}$, параметры которой априори неизвестны и являются предметом последующего оценивания. Зависимость выходных отсчетов автокомпенсатора в виде совокупности $\widetilde{\mathbf{U}} = \{\widetilde{\mathbf{U}}_l\} = \{\widetilde{\mathbf{U}}_1, ..., \widetilde{\mathbf{U}}_{n+1}\}$ от матрицы $\mathbf{R}$ описывается функцией правдоподобия (ФП)

$$P(\widetilde{\mathbf{U}} / \mathbf{R}) = (2\pi)^{-(m+1)n} \det{}^{-n} \mathbf{R} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^{n+1} \widetilde{\mathbf{U}}_l^{*\mathrm{T}} \mathbf{R}^{-1} \widetilde{\mathbf{U}}_l \right), \quad (4)$$

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

Число оцениваемых коэффициентов корреляции, необходимых для адаптации весовых коэффициентов РФ по критерию (3), равно $m-1$. Для оценивания каждого коэффициента ρ_{1k} необходимы данные двух соответствующих периодов повторения. Тогда образующие совокупность $\widetilde{\mathbf{U}} = \{\widetilde{\mathbf{U}}_l\}$ векторы $\widetilde{\mathbf{U}}_l = \{\widetilde{U}_{jl}, \widetilde{U}_{j+k-1,l}\}^{\mathrm{T}}$, $j = \overline{1, m-k+1}$, $l = \overline{1, n+1}$. При этом без учета собственного шума ввиду его малости по сравнению с пассивной помехой $(\sigma_{\text{ш}}^2 \ll \sigma_i^2)$, что соответствует реальной ситуации, ФП (4) принимает вид

$$P(\widetilde{\mathbf{U}} / \boldsymbol{\alpha}, \vartheta) = (2\pi\sigma_j \sigma_{j+k-1})^{-2n} (1 - \rho_{1k}^2)^{-n} \times$$

$$\times \exp\left\{ \frac{1}{2(1-\rho_{1k}^2)} \left(\frac{\rho_{1k} (V_{1k}\, \mathrm{e}^{-\mathrm{i}\vartheta} + V_{1k}^*\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}\vartheta})}{\sigma_j \sigma_{j+k-1}} - \frac{b_1}{\sigma_j^2} - \frac{b_k}{\sigma_{j+k-1}^2} \right) \right\},$$

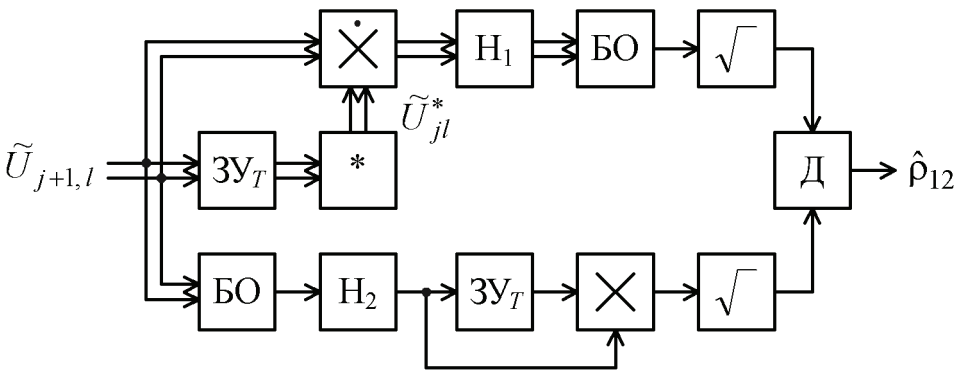

Рис. 3. Структурная схема измерителя коэффициента корреляции помехи

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

$$V_{1k} = \sum_{\substack{l=1 \\ l\neq\frac{n}{2}+1}}^{n} \widetilde{U}^*_{jl}\widetilde{U}_{j+k-1,l}, \quad b_1 = \sum_{\substack{l=1 \\ l\neq\frac{n}{2}+1}}^{n} |\widetilde{U}_{jl}|^2,$$

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

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

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

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

При этом условии параметр ϑ исключается из ФП:

$$P(\widetilde{\mathbf{U}}/\boldsymbol{\alpha}) = (2\pi\sigma_j\sigma_{j+k-1})^{-2n}(1-\rho_{1k}^2)^{-n} \times$$

$$\times \exp\left\{\frac{1}{1-\rho_{1k}^2}\left(\frac{\rho_{1k}|V_{1k}|}{\sigma_j\sigma_{j+k-1}} - \frac{b_1}{2\sigma_j^2} - \frac{b_k}{2\sigma_{j+k-1}^2}\right)\right\}.$$

При оценивании вектора $\boldsymbol{\alpha}$ уравнение правдоподобия имеет вид

$$\nabla_{\boldsymbol{\alpha}} \ln P(\widetilde{\mathbf{U}}/\boldsymbol{\alpha})\big|_{\boldsymbol{\alpha}=\hat{\boldsymbol{\alpha}}} = 0,$$

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

В результате логарифмирования, дифференцирования и несложных алгебраических преобразований получим

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

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

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

Окончательно для ОМП коэффициентов корреляции имеем

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

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 ЗУ$_T$ на период повторения T комплексных отсчетов $\widetilde{U}_{jl}$, которые затем перемножаются с исходными отсчетами $\widetilde{U}_{j+1,l}$ в комплексном перемножителе (⋅). В первом и втором накопителях (Н$_1$ и Н$_2$) 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 $(k-1)T$.

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

Заключение

Рассмотренные алгоритмы адаптации и соответствующие им АРФ позволяют оптимизировать режектирование 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. Степанов, Ю. Г. Противорадиолокационная маскировка / Ю.Г. Степанов. – М.: Сов. радио, 1968. – 144 с.

2. Radar Handbook / Ed. by M. I. Skolnik. – 3rd ed. – McGraw–Hill, 2008. – 1352 p.

3. Вишин, Г. М. Селекция движущихся целей / Г.М. Вишин. – М.: Воен-издат, 1966. – 276 с.

4. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М.: Изд-во «Мир», 1978. – 848 с.

5. Кузьмин, С. З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию / С.З. Кузьмин. – Киев: КВіЦ, 2000. – 428 с.

6. Skolnik, M. Introduction to Radar System / M. Skolnik. – 3rd ed. – New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.

7. Barton, D. Radar System Analisis and Modeling / D. Barton. – Norwood, MA: Artech House, 2005. – 534 p.

8. Barton, D. Radar Equation for Modern Radar / D. Barton. – MA: Artech House, 2013. – 428 p.

9. Репин, В. Г. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. – М.: Сов. радио. 1977. – 432 с.

10. Попов, Д. И. Оптимизация систем когерентной обработки сигналов на фоне помех / Д.И. Попов // Информация и Космос. – 2015. – № 4. – С. 6–9.

11. Попов, Д. И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех / Д.И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30–33.

12. А. с. 711849 СССР, МПК6 G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 25.11.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 10 с.

13. А. с. 875960 СССР, МПК G 01 S 7/36, G 01 S 13/52. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 07.01.1980; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 11 с.

14. А. с. 1015757 СССР, МПК G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 05.12.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.

15. А. с. 1098399 СССР, МПК G 01 S 7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 12.06.1981; опубл. 20.12.1998, Бюл. № 35. – 16 с.