

УДК 621.391:621.396.96

АДАПТИВНЫЕ РЕЖЕКТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ КАСКАДНОГО ТИПА

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru.

ADAPTIVE REJECTOR CASCADE TYPE FILTERS

Popov D.I.

The principles of construction of adaptive rejector cascade type filters are considered. The method of analysis of given type filters depending on adaptation errors conditioned by finite training sample size is offered.

Key words: auto-compensation, adaptation, adaptive rejector filters, correlation coefficients, training sample set, clutter, rejection efficiency.

Ключевые слова: автокомпенсация, адаптация, адаптивные режекторные фильтры, коэффициенты корреляции, обучающая выборка, пассивные помехи, эффективность режектирования.

Введение

При проектировании и эксплуатации радиолокационных систем одной из актуальных и трудных неизменно остается проблема обнаружения сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех [1]. Отсутствие априорной информации о спектрально-корреляционных характеристиках 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, в частности, адаптивных режекторных фильтров (АРФ) канонического типа с комплексными весовыми коэффициентами [2]. Однако аналогично традиционным цифровым фильтрам в отдельных случаях АРФ канонического типа присущ ряд недостатков, преодолеть которые удается в рассматриваемых ниже АРФ каскадного типа, открывающих новые возможности по упрощению процедуры адаптации по сравнению с адаптивными фильтрами канонического типа.

Принципы построения АРФ каскадного типа

Пассивная помеха, создаваемая мешающими отражениями от протяженных объектов, является случайным узкополосным процессом гауссовского типа, образующим с собственным шумом приемника аддитивную смесь, представленную в j -м периоде повторения следующими через период повторения T цифровыми от-

Рассмотрены принципы построения адаптивных режекторных фильтров каскадного типа. Предложен метод анализа фильтров данного типа в зависимости от погрешностей адаптации, обусловленных конечным объемом обучающей выборки.

счетами $U_j = x_j + iy_j$ комплексной огибающей, которые описываются корреляционными моментами

$$R_{jk} = \frac{\overline{U_j U_k^*}}{2\sigma_{\Pi}^2} = \rho_{jk} e^{i(j-k)\varphi} + \lambda \delta_{jk}, \quad (1)$$

где ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции, φ – доплеровский сдвиг фазы за период повторения T , $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение собственный шум/помеха, δ_{jk} – символ Кронекера.

Стационарность структуры матрицы $\|R_{jk}\|$, являющейся эрмитовой и теплицевой, позволяет при определении оптимальных весовых коэффициентов нерекурсивного АРФ порядка m ограничиться оцениванием коэффициентов корреляции ρ_{1k} ($k = \overline{2, m}$), соответствующих первой строке матрицы $\|R_{jk}\|$, что при $m \geq 2$ соответствует числу оцениваемых коэффициентов корреляции, необходимых для адаптации весовых коэффициентов канонического АРФ, равному $m-1$ [2]. В частности, при $m=1$ оптимальные коэффициенты $\hat{g}_0 = g_0 = -\hat{g}_1 = -g_1 = 1$, а при $m=2$ – $\hat{g}_0 = g_0 = \hat{g}_2 = g_2 = 1$, $\hat{g}_1 = -2\hat{\rho}_{12}$.

При $m > 2$ адаптивные алгоритмы имеют более сложный (дробный) вид и в случае сильно-коррелированных помех из-за плохой обусловленности матрицы коэффициентов корреляции помехи $\|\rho_{jk}\|$ обладают повышенной чувствительностью к погрешностям оценивания коэффициентов ρ_{1k} и, следовательно, вычислительной неустойчивостью. Существенно меньшей чувствительности удается достичь при вычислении данных алгоритмов с учетом формы функции корреляции, что предполагает наличие соответствующих априорных сведений.

Другое решение данной проблемы состоит в каскадном построении АРФ при нечетном m на основе звеньев 1-го и 2-го порядков (РФ-1 и РФ-2), весовые коэффициенты которых свободны от указанного недостатка. При этом оптимальный весовой коэффициент для каждого звена РФ-2 вычисляется по оценочному значению коэффициента корреляции $\hat{r}_{12} = \hat{r}$ остатков помехи предыдущего звена. При четном m каскадный АРФ выполняется на основе звеньев РФ-2. Таким образом, каскадное построение АРФ дает возможность сократить число блоков оценивания коэффициентов корреляции и упростить выполнение блоков вычисления весовых коэффициентов, что приводит к упрощению АРФ в целом.

Дальнейшее упрощение АРФ связано с использованием автокомпенсации доплеровского сдвига фазы помехи φ за период повторения T . В АРФ с комплексными весовыми коэффициентами адаптация к доплеровскому сдвигу фазы помехи осуществляется путем смещения амплитудно-частотной характеристики фильтра с помощью комплексных множителей, число которых равно порядку фильтра m [2]. Это существенно усложняет реализацию данных АРФ в цифровом виде, особенно высоким порядком, и повышает требования к быстродействию выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи, обусловленного взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокатора. В работе [3] синтезированы алгоритмы оценивания, на основе которых предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с обратной [4] и прямой [5] связью. Автокомпенсатор компенсирует непосредственно доплеровское смещение спектра помехи, упрощая тем самым АРФ, так как позволяет реализовать последующее режектирование «остановленной» помехи фильтром с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора [6, 7].

Сложность АРФ также определяется его порядком, выбор которого связан с заданной эффективностью режектирования помехи. Так как предельная эффективность ограничивается отношением «собственный шум/помеха», то в большинстве случаев она достигается фильтром 3-го порядка ($m = 3$). В связи с этим каскадный АРФ 3-го порядка представляет самостоятельный интерес. Структурная схема такого АРФ с автокомпенсатором (АК) доплеровской фазы помехи изображена на рис. 1 [7], где $3Y_T$ – запоминающее устройство на период повторения T обрабатываемых отсчетов, $3Y_\tau$ – запоминающее устройство на интервал τ . Автокомпенсатор осуществляет компенсацию доплеровских сдвигов фазы исходных отсчетов помехи U_j , которая и выполняется в соответствии с алгоритмами работы [3] и структурной схемой с обратной [4] или прямой [5] связью. Цифровые отсчеты $U_j = x_j + iy_j = u_j e^{i(j\varphi + \varphi_0)}$ (где φ_0 – начальная фаза) комплексной огибающей входных данных в автокомпенсаторе подвергаются двумерному повороту на угол $-j\hat{\varphi}$ [3-5]. При этом на выходе автокомпенсатора образуются

отсчеты $\tilde{U}_j = U_j e^{-ij\hat{\varphi}} = u_j e^{ij(\varphi - \hat{\varphi})}$, не содержащие с точностью до погрешности автокомпенсации $\Delta\varphi = \varphi - \hat{\varphi}$ доплеровских сдвигов фазы помехи.

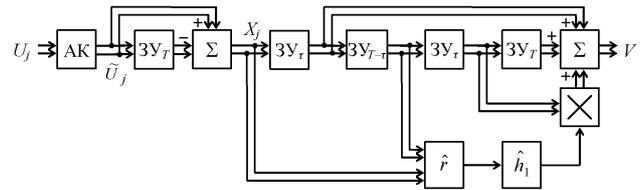


Рис. 1. Структурная схема АРФ каскадного типа

Адаптация звена 2-го порядка осуществляется по выходным отсчетам X_j звена 1-го порядка. Для этого вначале вычисляется оценка максимального правдоподобия (ОМП) межпериодного коэффициента корреляции \hat{r} отсчетов X_j [8-10]. С этой целью используются отсчеты помехи двух смежных периодов повторения в пределах временного строба, соответствующего $n+1$ смежным элементам разрешения по дальности, образующие обучающую выборку в виде совокупности $\{X_{j-1,l}, X_{j,l}\}$, $l = \overline{1, n+1}$. Соответствующие среднему элементу разрешения в стробе отсчеты $X_{j-1,l}, X_{j,l}$ при $l = n/2 + 1$ исключаются из обучающей выборки, чтобы при последующем временном совмещении обработки с этим элементом исключить влияние полезного сигнала. С учетом скомпенсированности доплеровских сдвигов фазы помехи для вычисления коэффициента корреляции \hat{r} может быть использован предложенный в работе [9] квазиоптимальный алгоритм

$$\hat{r} = \text{Re } Y_{12} / (a_1 a_2)^{1/2},$$

$$\text{где } Y_{12} = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^n X_{j-1,l}^* X_{j,l}, \quad a_1 = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^n |X_{j-1,l}|^2,$$

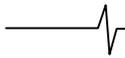
$$a_2 = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^n |X_{j,l}|^2.$$

По оценке коэффициента корреляции \hat{r} вычисляется оптимальный весовой коэффициент звена РФ-2 [2]

$$\hat{h}_1 = -2\hat{r}.$$

С целью компенсации задержки вычислений оценки \hat{r} по отношению к среднему элементу обучающей выборки, образованной отсчетами с n смежных элементов разрешения по дальности, с помощью $3Y_\tau$ вводится соответствующая задержка обрабатываемых отсчетов на интервал τ (рис. 1), равный задержке оценок по отношению к среднему элементу разрешения временного строба, исключенному из обучающей выборки. Тогда в случае разрывной помехи или сигнала от цели, соизмеримого по величине с помехой, при обработке элемента разрешения, содержащего сигнал, исключается его влияние на используемые оценки.

Таким образом, в рассматриваемом АРФ каскадного типа по сравнению с АРФ канонического типа того же порядка сократилось число оцениваемых коэффициен-



тов корреляции, а алгоритмы адаптации упростились и с вычислительной точки зрения приобрели устойчивый характер.

Анализ АРФ каскадного типа

Рассмотрим эффективность режектирования помехи в зависимости от погрешностей адаптации. Вначале опишем корреляционные свойства выходных отсчетов автокомпенсатора \tilde{U}_j , для коэффициентов корреляции которых аналогично (1) и в соответствии с определением вторых моментов данных отсчетов запишем

$$\tilde{\rho}_{jk} = \frac{1}{2\sigma_{\tilde{U}}^2} \overline{\tilde{U}_j \tilde{U}_k^*} = \frac{1}{2\sigma_{\tilde{U}}^2} \iint \tilde{U}_j \tilde{U}_k^* P(\tilde{U}_j, \tilde{U}_k) d\tilde{U}_j d\tilde{U}_k =$$

$$= \frac{1}{2\sigma_{\tilde{U}}^2} \iiint_{(U_j, U_k, \hat{\varphi})} U_j U_k^* e^{-i(j-k)\hat{\varphi}} P(U_j, U_k, \hat{\varphi}) dU_j dU_k d\hat{\varphi}. \quad (2)$$

В общем случае отыскание совместной плотности вероятности $P(U_j, U_k, \hat{\varphi})$ является достаточно сложной задачей. Однако в связи с тем, что при определении оценки $\hat{\varphi}$ в автокомпенсаторе осуществляется суммирование независимых данных с n элементов разрешения по дальности [3-5], взаимная корреляция оценки $\hat{\varphi}$ и отсчетов U в одном элементе разрешения практически отсутствует. Тогда, учитывая нормальный закон двумерного распределения отсчетов U_j, U_k с корреляционными моментами (1) и асимптотическую нормальность распределения оценки $\hat{\varphi}$ со средним φ и дисперсией $\sigma_{\hat{\varphi}}^2$, после интегрирования в (2) для коэффициентов корреляции отсчетов на выходе автокомпенсатора получаем

$$\tilde{\rho}_{jk} = \overline{\rho_{jk} \exp[-i(j-k)(\hat{\varphi} - \varphi)]} + \lambda \delta_{jk} =$$

$$= \rho_{jk} \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\varphi}}^2 / 2] + \lambda \delta_{jk},$$

где $\sigma_{\hat{\varphi}}^2 = \frac{\eta[(1+\lambda)^2 - \rho^2]}{2(2-\eta)n\rho^2}$ [3], η – коэффициент передачи разомкнутой петли автокомпенсатора с обратной связью (для автокомпенсатора с прямой связью $\eta = 1$), $\rho = \rho_{12}$.

Как видим, погрешности автокомпенсации, характеризуемые величиной $\sigma_{\hat{\varphi}}^2$, приводят к уменьшению межпериодной корреляции отсчетов помехи и, следовательно, к расширению ее спектра, что учитывается при последующей адаптации РФ. Очевидно, что необходимая точность компенсации в автокомпенсаторах с обратной связью обеспечивается выбором объема обучающей выборки n и весового коэффициента η , а в автокомпенсаторах с прямой связью – только выбором объема обучающей выборки n . Повышение точности в автокомпенсаторах с обратной связью при $\eta < 1$ достигается ценой соответствующего увеличения длительности процесса установления.

Для выходных отсчетов звена 1-го порядка (РФ-1)

$$X_j = \tilde{U}_j - \tilde{U}_{j-1}$$

коэффициенты корреляции имеют вид

$$r_{jk} = \frac{X_j X_k^*}{X_j X_j^*} = \frac{2\tilde{\rho}_{jk} - \tilde{\rho}_{j,k-1} - \tilde{\rho}_{j-1,k}}{2(1 - \tilde{\rho}_{12})}.$$

$$\text{В частности, } r = r_{12} = \frac{-1 + 2\tilde{\rho}_{12} - \tilde{\rho}_{13}}{2(1 - \tilde{\rho}_{12})}.$$

Тогда оптимальные весовые коэффициенты звена 2-го порядка (РФ-2)

$$h_0 = h_2 = 1, \quad h_1 = -2r = 1 - \frac{\tilde{\rho}_{12} - \tilde{\rho}_{13}}{1 - \tilde{\rho}_{12}}.$$

Системные функции в z -плоскости АРФ каскадного и канонического типов соответственно имеют вид

$$H(z) = (1 - z^{-1})(1 + h_1 z^{-1} + z^{-2}) =$$

$$= g_0 + g_1 z^{-1} + g_2 z^{-2} + g_3 z^{-3},$$

$$\text{где } g_0 = -g_3 = 1, \quad g_1 = -g_2 = -1 + h_1 = -\frac{\tilde{\rho}_{12} - \tilde{\rho}_{13}}{1 - \tilde{\rho}_{12}}.$$

Полученные коэффициенты g_k совпадают с оптимальными весовыми коэффициентами АРФ канонического типа [2]. Следовательно, предлагаемый вариант адаптации АРФ каскадного типа удовлетворяет соответствующему критерию оптимизации [2].

Выходная величина АРФ каскадного типа (рис. 1)

$$V = \sum_{k=0}^{m-1} \hat{h}_k X_{m-k},$$

$$\text{где } m = 3, \quad \hat{h}_0 = h_0 = \hat{h}_2 = h_2 = 1, \quad \hat{h}_1 = -2\hat{r}.$$

Так как вычисление оценки \hat{r} на основе усреднения независимых данных с n элементов разрешения по дальности приводит к отсутствию взаимной корреляции величин X_j и \hat{r} , а также X_j и \hat{h}_1 , то можно найти

$$\sigma_{V_{\text{ш}}}^2 = \overline{V V^*} / 2 = \sigma_{X_{\text{ш}}}^2 \sum_{j,k=0}^{m-1} \overline{\hat{h}_j \hat{h}_k r_{jk}},$$

где $\sigma_{X_{\text{ш}}}^2 = 2\sigma_{\tilde{U}}^2(1 - \tilde{\rho}_{12}) = k_1 \sigma_{\tilde{U}}^2$ – дисперсия помехи на выходе РФ-1.

С учетом асимптотической нормальности распределения ОМП коэффициента корреляции \hat{r} со средним r и дисперсией $\sigma_{\hat{r}}^2$ получим

$$\overline{\hat{h}_1} = -2\overline{\hat{r}} = -2r = h_1,$$

$$\overline{\hat{h}_1^2} = 4\overline{\hat{r}^2} = 4(r^2 + \sigma_{\hat{r}}^2) = h_1^2 + 4\sigma_{\hat{r}}^2.$$

Теперь окончательно найдем

$$\left(\frac{\sigma_V^2}{\sigma^2} \right)_{\text{ш}} = k_1 k_2 = k_1 \left(\sum_{j,k=0}^{m-1} h_j h_k r_{jk} + 4\sigma_{\hat{r}}^2 \right).$$

Заметим, что подавление помехи звеном РФ-1 k_1 зависит от ее корреляционных свойств и погрешностей адаптации в автокомпенсаторе к величине φ , а звеном РФ-2 k_2 – от корреляционных свойств остатков режектирования звена РФ-1 и погрешностей адаптации к величине r . Кроме того, на величины k_1 и k_2 влияет отношение λ , входящее в выражение для коэффициентов ρ_{jj} .

Ввиду асимптотической эффективности ОМП коэффициента корреляции \hat{r} для определения дисперсии $\sigma_{\hat{r}}^2$ используем выражение Крамера-Рао, в соответствии с которым:

$$\sigma_{\hat{r}}^2 = - \left[\frac{\partial^2 \ln P(\{X_{1l}, X_{2l}\}/r)}{\partial r^2} \right]^{-1}, \quad (3)$$

где $P(\{X_{1l}, X_{2l}\}/r) = (2\pi)^{-2n} \det^{-n} \|r_{jk}\| \times$

$$\times \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{l=1}^n \sum_{\substack{j,k=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^2 w_{jk} X_{jl}^* X_{kl} \right\} - \text{функция правдоподобия,}$$

w_{jk} – элементы матрицы $\|w_{jk}\|$, обратной матрице $\|r_{jk}\|$.

После соответствующих вычислений в (3) получим

$$\sigma_{\hat{r}}^2 = \frac{(1-r^2)^2}{2n(1+r^2)}.$$

В целом эффективность АРФ характеризуется усредненным по доплеровской фазе сигнала коэффициентом улучшения отношения сигнал/помеха [2], который имеет вид

$$\mu = \sum_{j=0}^m g_j^2 / \left(\frac{\sigma_V^2}{\sigma^2} \right)_n.$$

Числовые результаты анализа

На рис. 2 приведены зависимости эффективности рассматриваемого АРФ каскадного типа от объема обучающей выборки n для гауссовской функции корреляции помехи

$$\rho_{jk} = \exp \{ -[\pi\beta_n(j-k)]^2 / 2,8 \},$$

где $\beta_n = \Delta f_n T$ – нормированная ширина спектра помехи.

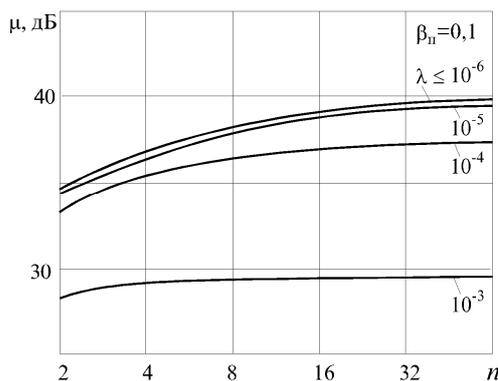


Рис. 2. Зависимости эффективности АРФ от объема обучающей выборки

При этом полагается, что объем обучающей выборки n при вычислении оценок $\hat{\phi}$ и \hat{r} одинаковый.

Как видим, уменьшение погрешностей оценивания с ростом n приводит к увеличению эффективности АРФ, асимптотически приближающейся к предельной для

данного порядка фильтра $m = 3$ [2]. При $n \geq 8$ потери по отношению к предельной эффективности не превосходят 2 дБ. С уменьшением динамического диапазона помехи по отношению к уровню собственного шума ($\lambda > 10^{-6}$) эффективность АРФ снижается, а ее зависимость от объема обучающей выборки слабеет, что обусловлено существенно меньшим влиянием шума на точность оценивания параметров помехи по сравнению с влиянием на эффективность ее режектирования.

Заключение

Рассмотренные принципы построения АРФ каскадного типа приводят к сокращению числа оцениваемых параметров и упрощению алгоритмов и блоков адаптации. Проведенный анализ эффективности АРФ подтверждает возможности асимптотической реализации предельной эффективности режектирования пассивных помех на основе предложенных принципов адаптации режекторных фильтров каскадного типа и позволяет выбирать объем обучающей выборки в зависимости от величины допустимых потерь в эффективности АРФ, параметров автокомпенсатора и характеристик помехи.

Литература

1. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / Под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
2. Попов Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28. – № 12. – С. 2373–2380.
3. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 2. – С. 30-33.
4. 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.
5. А. с. 1015757 СССР, МПК6 G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов; заявл. 05.12.1977; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 12 с.
6. А. с. 875960 СССР, МПК6 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.
7. А. с. 1098399 СССР, МПК6 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.
8. Попов Д.И. Оценка параметров пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46, № 3. – С. 71-80.
9. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.
10. А. с. 633353 СССР, МПК6 G 01 S 7/292. Устройство цифровой когерентной обработки сигналов / Д.И. Попов; заявл. 12.07.1976; опубл. 27.11.1998, Бюл. № 33. – 9 с.