

УДК 621.396.96

*В.И. Кошелев, Ву Туан Ань***АДАПТАЦИЯ МНОГОКАНАЛЬНОГО РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА К ПАРАМЕТРАМ ПОМЕХ**

*Рассмотрены методы адаптации многоканального режекторного фильтра, основанные на рекуррентной оценке корреляционной матрицы помех. Определены необходимый объем обучающей выборки  $m \geq 20$  для получения заданной ошибки оценивания и необходимое число каналов  $L \leq 6$  для получения заданной эффективности подавления помех.*

**Введение.** Выделение сигналов движущихся целей на фоне интенсивных пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями естественного и искусственного происхождения, в течение длительного времени остается одной из актуальных проблем, стоящих перед разработчиками систем обработки эхо-сигналов. В реальных условиях полное априорное описание принимаемых процессов затруднено. Параметрическая априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помех, а также нестационарность и неоднородность их характеристик в зоне обзора затрудняют реализацию предельных возможностей выделения полезных сигналов [1, 2].

Практические системы селекции движущихся целей (СДЦ) строятся по одноканальному алгоритму режекции, реализуемому линейным режекторным фильтром (РФ). Для увеличения степени режекции пассивных помех необходимо повышать порядок РФ, что, однако, ухудшает условия для выделения полезного сигнала [2]. После операции режекции пассивных помех для выделения сигнала на фоне остатков режекции и некоррелированных шумов применяют многоканальную когерентную обработку. Для этого весь интервал возможного изменения доплеровского смещения частоты (фазы) сигнала разбивают на  $L$  подынтервалов (каналов) и используют обнаружитель в каждом частотном канале. При числе каналов  $L \rightarrow \infty$  эффективность многоканальной системы обнаружения стремится к эффективности системы обнаружения, работающей в условиях известных параметров. Компромиссным вариантом построения системы СДЦ является использование РФ многоканальной структуры [3].

Одним из эффективных путей решения задач обработки локационных сигналов в условиях параметрической априорной неопределенности

является применение методов адаптации. Однако определение оценок параметров помех и их функциональное преобразование, например, вычисление оценки корреляционной матрицы  $\hat{\mathbf{R}}$  и обратной матрицы  $\hat{\mathbf{R}}^{-1}$ , связаны со значительными вычислительными трудностями. Уменьшить трудоемкость вычислительных операций позволяет рекуррентный метод [2, 4].

В данной работе рассматривается применение рекуррентного метода для адаптации многоканального режекторного фильтра к параметрам пассивных помех.

**Цель работы.** Синтез адаптивного многоканального режекторного фильтра (АМРФ) и оценка необходимого объема обучающей выборки, необходимой для адаптации, в зависимости от используемого числа частотных каналов фильтра.

Для обнаружения сигнала, представляющего собой пачку когерентных импульсов с неизвестной доплеровской частотой (фазой), будем использовать АМРФ с матрицей обработки  $\mathbf{W} = \{\mathbf{W}_1, \dots, \mathbf{W}_l, \dots, \mathbf{W}_L\}$ , где  $\mathbf{W}_l$  – специально сформированный вектор весовых коэффициентов фильтра в канале с номером  $l$ ,  $l=[1, L]$ . Условие формирования  $\mathbf{W}_l$  в каждом канале является совпадением центра фазовой настройки зоны режекции во всех каналах с межпериодным сдвигом фазы помехи  $\varphi_p$ . В то же время форма частотной характеристики и полоса пропускания каждого канала зависят от ожидаемого в данном канале значения межпериодного сдвига фазы сигнала  $\varphi_{cl}$ .

**Синтез АМРФ.** Синтез АМРФ подразумевает оптимизацию вектора весовых коэффициентов в каждом канале и разумное ограничение общего числа частотных каналов. Коэффициент

улучшения для  $l$ -го канала можно представить в виде

$$\mu_l = \frac{\mathbf{W}_l^H \hat{\mathbf{R}}_c \mathbf{W}_l}{\mathbf{W}_l^H \hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}} \mathbf{W}_l}, \quad (1)$$

где  $\hat{\mathbf{R}}_c, \hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}} = \hat{\mathbf{R}}_n + \lambda \mathbf{I}$  – оценки корреляционных матриц сигнала и смеси помехи с шумом соответственно, а  $\lambda = \sigma_w^2 / \sigma_c^2$  – отношение дисперсии (мощности) шума к дисперсии (мощности) коррелированной помехи.

Очевидно, величина  $\mu$  принимает различные значения при других значениях межпериодного доплеровского сдвига фазы сигнала  $\varphi_c$  в пределах интервала изменения  $\varphi_c = [0, 2\pi]$ . При этом  $\mu$  имеет четную симметрию относительно  $\pi$ . Из этого следует, что число  $L$  каналов АМРФ, а следовательно и различных векторов  $\mathbf{W}_l$ , должно выбираться в диапазоне фаз  $[0, \pi]$ , а не  $[0, 2\pi]$ . При разбиении интервала распределения неизвестного параметра на равные по ширине каналы размером  $\Delta\varphi = \pi/L$  положения центров настройки каналов определяются из рекуррентного соотношения  $\bar{\varphi}_{l+1} = \bar{\varphi}_l + \Delta\varphi$ . Полагая  $\varphi_c$  равновероятной в пределах полосы любого канала, определим максимум  $\mu_l$  и соответствующий ему вектор  $\mathbf{W}_l$  в каждом канале по критерию:

$$\max(\tilde{\mu}_l) = \max_{\Delta\varphi} \frac{1}{\Delta\varphi} \int_{\bar{\varphi}_l - \Delta\varphi/2}^{\bar{\varphi}_l + \Delta\varphi/2} \mu_l d\varphi_c. \quad (2)$$

В соответствии со структурой АМРФ примем, что  $i$ -ый канал настроен на значение  $\varphi_n$ . Тогда выражение (2) с учетом (1) преобразуется к виду

$$\max(\tilde{\mu}_l) = \max_{\mathbf{w}} \frac{\mathbf{w}_l^H \hat{\boldsymbol{\theta}} \mathbf{w}}{\mathbf{w}_l^H \hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}} \mathbf{w}}, \quad (3)$$

где элементы корреляционной матрицы сигнала  $\hat{\boldsymbol{\theta}}$  имеют вид

$$\theta_{jk} = \hat{\rho}_c(j, k) \sin c[\Delta\varphi(j-k)/2] \cos[(\varphi_c - \varphi_n)(j-k)].$$

Решением уравнения (3) является собственный

вектор матрицы произведения  $\hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}}^{-1} \hat{\boldsymbol{\theta}}$ , соответствующий её максимальному собственному значению.

Усредненная величина коэффициента улучшения по всем возможным значениям  $\varphi_c$  имеет вид

$$\bar{\mu} = \frac{10}{L\Delta\varphi} \sum_{l=1}^L \int_{\bar{\varphi}_l - \Delta\varphi}^{\bar{\varphi}_l + \Delta\varphi} \lg(\mu_l) d\varphi_c. \quad (4)$$

Процесс обработки сигналов в АМРФ изображен на рисунке 1.

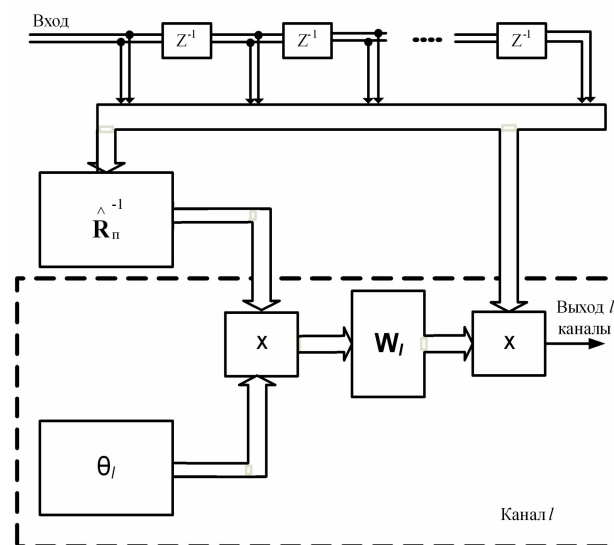


Рисунок 1 – Структура системы обработки сигналов

Вычисление весовых коэффициентов фильтра

(или элементов обратной матрицы  $\hat{\mathbf{R}}_n^{-1}$ ) представляет собой, как отмечалось выше, наиболее трудоемкую операцию адаптивной обработки и возможно на основе различных алгоритмов. Рекуррентная процедура позволяет преодолеть эту проблему [4]. На  $m$ -м шаге для вычисления матрицы  $\hat{\mathbf{R}}_m^{-1}$  применяется следующая формула:

$$\hat{\mathbf{R}}_m^{-1} = \hat{\mathbf{R}}_{m-1}^{-1} - \frac{\hat{\mathbf{R}}_{m-1}^{-1} \mathbf{X}_m \mathbf{X}_m^H \hat{\mathbf{R}}_{m-1}^{-1}}{1 + \mathbf{X}_m^H \hat{\mathbf{R}}_{m-1}^{-1} \mathbf{X}_m}, \quad (5)$$

где  $\mathbf{X}_m$  – последовательность отчетов на входе фильтра.

**Анализ эффективности АМРФ.** Для получения числовых результатов, характеризующих эффективность рассмотренного алгоритма, аппроксимируем коэффициенты корреляции помехи известным выражением:

$$R_n(j, k) = \exp\left[-\frac{\pi^2}{2.8} (\Delta F_{\text{ш}} T)^2 (j-k)^2\right]. \quad (6)$$

Для оценки точности вычисления коэффициента улучшения при применении рекуррентного метода используем значение отклонения (ошибки):  $\Delta\mu_o = \bar{\mu}_p - \bar{\mu}_s$ . Здесь  $\bar{\mu}_p$  – усредненное значение коэффициента улучшения АМРФ, вычисляемое по рекуррентному методу (выражение (5)),  $\bar{\mu}_s$  – усредненное значение коэффициента улучшения АМРФ, вычисляемое моделированием (выражение (6)).

На рисунке 2 показана зависимость значения  $\Delta\mu_o$  от объема обучающей выборки  $m$  при различном числе каналов. При этом размерность корреляционной матрицы принята равной  $10 \times 10$ , нормированная к периоду повторения импульсов  $T$  ширина спектра помехи  $\Delta F_{пT} = 0.1$ , ширина спектра сигнала  $\Delta F_c T = 0.015$  и отношение шум-помеха  $\lambda = -60$  дБ.

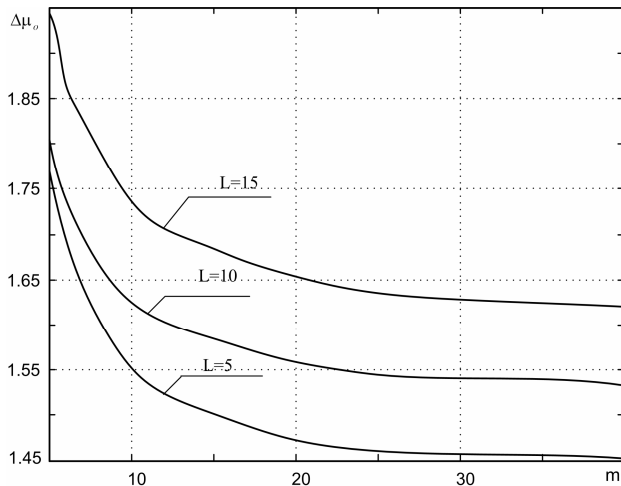


Рисунок 2 – Зависимость значения  $\Delta\mu_o$  от объема обучающей выборки  $m$

Из анализа рисунка 2 видно, что при увеличении объема обучающей выборки  $m$  ошибка  $\Delta\mu_o$  уменьшается и при  $m \geq 20$  результаты мало изменяются. При этом эффективность АМРФ приближается к эффективности фильтра при точно известных параметрах помехи. Это характерно для АМРФ с различным числом каналов. Из данных результатов можно сделать вывод о том, что ошибка при применении рекуррентного метода слабо зависит от числа каналов. Например, при  $m=20$  ошибка  $\Delta\mu_o = 1.47$  дБ, что соответствует числу каналов  $L=5$ ,  $\Delta\mu_o = 1.56$  дБ при  $L=10$  и  $\Delta\mu_o = 1.66$  дБ при  $L=15$ .

При числе каналов  $L \rightarrow \infty$ , что равносильно  $\Delta\varphi \rightarrow 0$  и точно известным доплеровским фазам сигнала и помехи, коэффициент улучшения  $\mu$  АМРФ определяется как максимальное собственное число матрицы  $\mathbf{R}_{пш}^{-1} \theta_c$  при  $\theta_{jk} = \rho_c(j, k) \cos[(\varphi_c - \varphi_{п})(j - k)]$ .

Определим потери в  $l$ -м канале АМРФ в виде

$$\Delta\tilde{\mu}_l = \frac{10}{\Delta\varphi} \int_{\varphi_l - \Delta\varphi/2}^{\varphi_l + \Delta\varphi/2} [\lg \mu_{opt} - \lg \mu_l] d\varphi_c,$$

тогда усредненные потери АМРФ по всем каналам будут равны

$$\Delta\tilde{\mu} = \frac{10}{L\Delta\varphi} \sum_{l=1}^L \int_{\varphi_l - \Delta\varphi/2}^{\varphi_l + \Delta\varphi/2} [\lg \mu_{opt} - \lg \mu_l] d\varphi_c.$$

Кривые средних потерь эффективности  $\Delta\tilde{\mu}$  оптимального АМРФ в зависимости от числа каналов  $L$  и ширины спектра помехи приведены на рисунке 3. При этом объем обучающей выборки  $m = 20$ , ширина спектра сигнала  $\Delta F_c T = 0.015$ , отношение шум-помеха  $\lambda = -30$  дБ.

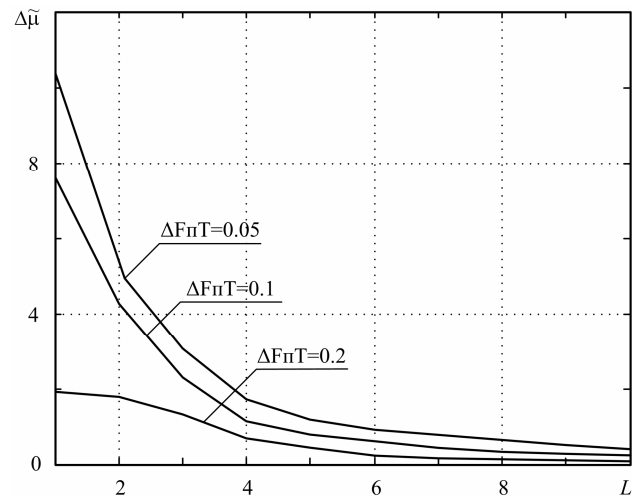


Рисунок 3 – Зависимость значения  $\Delta\tilde{\mu}$  от числа каналов  $L$

Из анализа рисунка 3 видно, что потери  $\Delta\tilde{\mu}$  значительно уменьшаются при увеличении числа каналов до 6 и слабо уменьшаются при числе каналов  $L > 6$ . Из рисунка 3 видно, что при  $L > 6$  потери  $\Delta\tilde{\mu}$  мало зависят от ширины спектра помехи. При  $L = 6$  и  $\Delta F_{пT} = 0.2$  величина  $\Delta\tilde{\mu} = 0.2$  дБ, при  $\Delta F_{пT} = 0.1$  она возрастает до  $\Delta\tilde{\mu} = 0.6$  дБ, а при  $\Delta F_{пT} = 0.05$  – до  $\Delta\tilde{\mu} = 0.85$  дБ.

**Вывод.** Синтезирован адаптивный многоканальный РФ, эффективность которого в условиях априорной неопределенности приближается к эффективности оптимальной системы при объеме обучающей выборки  $m \geq 20$  и числе каналов  $L$  не более 6.

#### Библиографический список

1. Бакут П.А., Большаков И.А., Герасимов Б.М. и др. Вопросы статистической теории радиолокации; под ред. Г. П. Тартаковского. М.: Сов. радио, 1963. Т.1. 424 с.
2. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 286 с.
3. Кошелев В.И. Первенцев М.А. Синтез многоканального фильтра режекции помехи для систем выделения сигналов // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1998.-Т.41.-№2. С 38-42.

4. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем.— М.: Сов. Радио, 1977. 432 с.