

## ОПТИМИЗАЦИЯ НЕРЕКУРСИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ С ЧАСТИЧНОЙ АДАПТАЦИЕЙ

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

## OPTIMIZATION OF NON-RECURSIVE REJECTION FILTERS WITH PARTLY ADAPTATION

*Popov D.I.*

*The optimization method and the principles of the construction of rejector filters (RF) with partial adaptation are considered only to the Doppler phase of the clutter. The proposed method for optimizing RF characteristics with partial adaptation is based on the application of the minimax principle to the efficiency criterion in question and makes it possible in the a priori range of the spectral-correlation clutter parameters to increase the efficiency of its rejection with minimal losses in comparison with the marginal efficiency corresponding to full adaptation. System functions and structural schemes are given for cascade and canonical forms of RF implementation. The analysis of the RF with partial adaptation establishes the relationship between the efficiency of the RF and the volume of the training sample, depending on the order and structure of the RF and the clutter parameters. It is shown that the losses in RF efficiency are insignificantly dependent on the clutter parameters.*

**Key words:** adaptation, Doppler phase, training sample set, optimization, clutter, minimax principle, rejector filters, rejection efficiency.

**Ключевые слова:** адаптация, доплеровская фаза, обучающая выборка, оптимизация, пассивные помехи, принцип минимакса, режекторные фильтры, эффективность режектирования.

### Введение

В когерентно-импульсных радиолокационных системах высокой скважности при обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, основной операцией является режектирование спектральных составляющих помехи [1-5]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора существенно затрудняют реализацию предельных возможностей режектирования помехи. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи в соответствии с методологией адаптивного байесовского подхода основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи – аргументу и модулю коэффициентов межпериодной корреляции – путем замены этих параметров их состоятельными оценками [6], что приводит к построению адаптивных алгоритмов и систем обработки [7, 8], в частности, алгоритмов адаптивного режектирования с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующих адаптивных режекторных фильтров (АРФ) [9]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе

*Рассмотрены метод оптимизации и принципы построения режекторных фильтров (РФ) с частичной адаптацией – только к доплеровской фазе помехи. Предложенный метод оптимизации характеристик РФ с частичной адаптацией основан на применении принципа минимакса к рассматриваемому критерию эффективности и позволяет в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи повысить эффективность ее режектирования с минимальными потерями по сравнению с предельной эффективностью, соответствующей полной адаптации. Приведены системные функции и структурные схемы при каскадной и канонической формах реализации РФ. Проведенный анализ РФ с частичной адаптацией устанавливает связь между эффективностью РФ и объемом обучающей выборки в зависимости от порядка и структуры РФ и параметров помехи. Показано, что потери в эффективности РФ несущественно зависят от параметров помехи.*

[10] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [11]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [12]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным, что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [13].

Необходимым условием эффективного режектирования помехи является адаптация к центральной частоте

те спектра, определяемой доплеровским сдвигом частоты или фазы помехи, что реализуется в РФ с частичной адаптацией. Достаточным условием для достижения предельной эффективности режекторирования является полная адаптация к спектрально-корреляционным свойствам помехи [7-9], что не всегда оправдано на практике. Ниже рассматривается оптимизация характеристик нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи.

**Постановка задачи**

В общем случае адаптация нерекурсивного режекторного фильтра заданного порядка  $m$  сводится к выбору вектора весовых коэффициентов  $\mathbf{G} = \{G_k\}$  ( $k = \overline{0, m}$ ) по критерию максимума эффективности АРФ [9]:

$$\mu_{\max} = \max_{\mathbf{G}} [\mathbf{G}^{T*} \mathbf{G} / \mathbf{G}^{T*} (\mathbf{R} + \lambda \mathbf{I}) \mathbf{G}] = \max_{\mathbf{G}} [(\mathbf{G}^{T*} \mathbf{R} \mathbf{G} / \mathbf{G}^{T*} \mathbf{G}) + \lambda]^{-1}, \tag{1}$$

где символы  $\tau$  и  $*$  означают соответственно транспонирование и комплексное сопряжение;  $\mathbf{R}$  – корреляционная матрица помехи, элементы которой  $R_{jk} = \rho_{jk} \exp[i(j-k)\varphi]$ ;  $\varphi$  – доплеровский сдвиг фазы помехи за период повторения;  $\lambda$  – отношение шум-помеха;  $\mathbf{I}$  – единичная матрица.

Из экстремальных свойств характеристических (собственных) чисел матриц следует [14], что минимумом отношения Рэлея в выражении (1) является наименьшее собственное число  $\alpha_{\min}$  матрицы  $\mathbf{R}$ . При этом  $\mu_{\max} = (\alpha_{\min} + \lambda)^{-1}$ , а оптимальный вектор  $\mathbf{G}$  не зависит от  $\lambda$  и находится как собственный вектор матрицы  $\mathbf{R}$ , соответствующий  $\alpha_{\min}$ , в виде  $\{G_k\} = \{g_k \exp(ik\varphi)\}$ , где коэффициенты  $g_k$  определяются величинами  $\rho_{jk}$  в соответствии с алгоритмами работы [9].

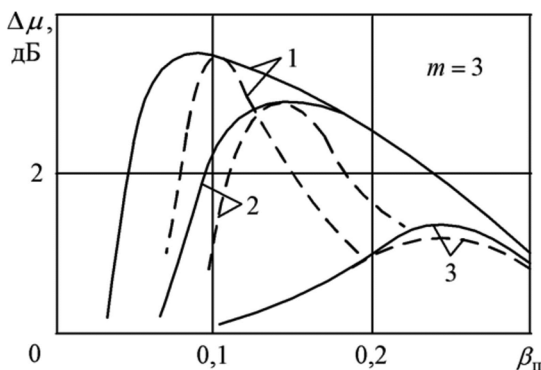


Рис. 1. Зависимости выигрышей в эффективности РФ АРФ с полной адаптацией по отношению к классическим фильтрам с биномиальными весовыми коэффициентами  $g_k = (-1)^k C_m^k$  реализуют выигрыш  $\Delta\mu$  в эффективности, составляющий в зависимости от порядка АРФ от 2 до 6 дБ. Однако, как следует из приведенного выше соотношения для величины  $\mu_{\max}$ , на эффективность АРФ и величину соответствующих выигрышей

существенное влияние оказывает наличие собственного шума приемника. Зависимости выигрышей  $\Delta\mu$  от нормированной ширины гауссовского спектра помехи  $\beta_{\pi}$ , что соответствует коэффициентам корреляции

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

для величин  $\lambda = 10^{-6}, 10^{-4}, 10^{-2}$  приведены на рис. 1 сплошными кривыми соответственно 1, 2, 3. Как видим, с увеличением параметра  $\lambda$  происходит уменьшение выигрышей, обусловленных адаптацией коэффициентов  $g_k$ . В связи с этим при ограниченном динамическом

диапазоне помехи  $\lambda^{-1}$  представляют интерес режекторные фильтры с частичной адаптацией – только к доплеровскому сдвигу фазы помехи. При этом весовые коэффициенты  $g_k$  являются фиксированными. Кроме того, при произвольной величине  $\lambda^{-1}$  использование РФ с частичной адаптацией является актуальным с точки зрения аппаратного упрощения, состоящего в исключении измерителей коэффициентов корреляции помехи и вычислителя весовых коэффициентов РФ.

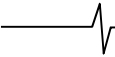
**Критерий оптимизации РФ**

Синтез РФ с частичной адаптацией сводится к оптимизации характеристик фильтра – вектора весовых коэффициентов или взаимного положения нулей системной функции – в заданном интервале изменения параметров помехи в соответствии с принятым критерием и к выбору его структуры. Для решения задачи оптимизации используем параметрическое описание модуля корреляционной функции помехи, приводящее в общем случае к некоторому вектору параметров  $\boldsymbol{\beta} = \{\beta_l\}$ , элементами которого могут быть коэффициенты корреляции  $\rho_{1k}$ ,  $k = \overline{2, m+1}$ . При описании корреляционной функции в виде взвешенной суммы гауссовской и экспоненциальной функций с весовыми коэффициентами соответственно  $\beta_0$  и  $1-\beta_0$  элементами вектора  $\boldsymbol{\beta}$  являются  $\beta_0$  и  $\rho_{12} = \rho$  [7].

Использование критерия оптимизации, усредненного по пространству параметров вектора  $\boldsymbol{\beta}$ , предполагает введение меры  $P(\boldsymbol{\beta})$ , имеющей вероятностный смысл или отражающей степень значимости потерь в эффективности обработки при изменении  $\boldsymbol{\beta}$  [6]. С учетом этого вектор  $\mathbf{g} = \{g_k\}$  выбирается на основе критерия

$$\mu_{\max} = \max_{\mathbf{g}} \int_{\boldsymbol{\beta}} \mu(\boldsymbol{\beta}) dP(\boldsymbol{\beta}). \tag{2}$$

Техника отыскания решения в соответствии с (2) включает операцию интегрирования обратной корреляционной матрицы помехи по мере  $P(\boldsymbol{\beta})$ . В общем случае выполнить аналитическое интегрирование невозможно, что приводит к численным методам интегрирования, ограничивая возможности синтеза по данной методике. И, наконец, введение более или менее произвольной меры  $P(\boldsymbol{\beta})$  затруднительно в условиях априорной неопределенности и, в конечном счете, предполагает ее отсутствие.



Существенно проще в сравнении с критерием (2) определяется минимаксное правило решения [6]. Такое правило соответствует оптимуму только для некоторого значения вектора  $\beta = \tilde{\beta}$  и находится в результате применения принципа минимакса к величине относительных потерь в эффективности

$$\delta\mu(\beta, \tilde{\beta}) = \mu(\mathbf{g}, \beta) / \tilde{\mu}(\tilde{\mathbf{g}}, \beta),$$

где  $\mu(\mathbf{g}, \beta)$  – эффективность при оптимизации вектора  $\mathbf{g} = \{g_k\}$  по критерию (1) в соответствии с вектором  $\beta$ ;  $\tilde{\mu}(\tilde{\mathbf{g}}, \beta)$  – эффективность при том же векторе  $\beta$ , но при оптимизации вектора  $\mathbf{g} = \tilde{\mathbf{g}}$  в соответствии с вектором  $\tilde{\beta}$ .

Условие выбора значения  $\tilde{\beta}$  и соответствующего ему вектора  $\tilde{\mathbf{g}}$  на основе принципа минимакса записывается в виде

$$\min_{\tilde{\beta}} \max_{\beta} \delta\mu(\beta, \tilde{\beta}) \leq \max_{\beta} \delta\mu(\beta, \tilde{\beta}). \quad (3)$$

При известной форме корреляционной функции помехи ее свойства описываются скалярной величиной, в качестве которой может использоваться коэффициент корреляции  $\rho$  или нормированная ширина спектра помехи  $\beta_{\Pi}$ . В последнем случае для реализации условия (3) необходимы априорные данные об интервале  $\Delta\beta_{\Pi}$ , одномерный поиск в пределах которого приводит к искомому  $\tilde{\beta}_{\Pi}$  и  $\tilde{\mathbf{g}} = \{\tilde{g}_k\}$ . В частности, для фильтров 2- и 3-го порядков ввиду симметрии весовых коэффициентов  $g_k$  оптимизируется только один коэффициент или взаимное угловое смещение комплексно-сопряженных нулей системной функции в  $z$ -плоскости, также характеризующихся одним параметром.

При гауссовской аппроксимации спектра помехи и априорном интервале  $\Delta\beta_{\Pi} = 0,1 \dots 0,3$  на рис. 1 штриховыми кривыми 1, 2, 3 для тех же  $\lambda$  и параметра  $\tilde{\beta}_{\Pi}$  соответственно 0,1, 0,125, 0,15 приведены результаты, характеризующие выигрыши в оптимизированном по критерию (3) РФ с частичной адаптацией. Как видим, по сравнению с полной адаптацией сокращается интервал изменения  $\beta_{\Pi}$ , соответствующий выигрышам. Возникающие при этом потери зависят от параметров  $\beta_{\Pi}$  и  $\lambda$ , уменьшаясь с ростом  $\lambda$ . В частности, при  $\lambda > 10^{-4}$  величина потерь в рассматриваемом интервале  $\Delta\beta_{\Pi}$  не превышает 1 дБ. Заметим, что предложенный фильтр проще соответствующего фильтра с полной адаптацией.

### Принципы построения и структурные схемы РФ

В конечном счете, в РФ с частичной адаптацией искомый весовой вектор имеет вид  $\tilde{\mathbf{G}} = \{\tilde{G}_k\} = \{\tilde{g}_k \exp(ik\hat{\phi})\}$ ,  $k = \overline{0, m}$ , где  $\hat{\phi}$  – оценка доплеровского сдвига фазы помехи за период повторения  $T$ . Синтез структуры РФ с частичной адаптацией удобно провести на основе системной функции в  $z$ -плоскости. Тогда при каскадной и канонической формах реализации фильтра для соответствующих системных функций имеем:

$$H\{z, \exp(i\hat{\phi})\} = \prod_{k=1}^m \{1 - z^{-1} \exp[i(\theta_{0k} + \hat{\phi})]\} = \sum_{k=0}^m \tilde{g}_k z^{-k} \exp(ik\hat{\phi}), \quad (4)$$

где величины  $\theta_{0k}$ , задающие положение нулей  $z_{0k} = \exp(i\theta_{0k})$ , могут быть оптимизированы непосредственно по критерию (3) или вычислены по коэффициентам  $\tilde{g}_k$ , например,

$$\text{при } m = 2 \quad \tilde{\theta}_{0(1,2)} = \pm \tilde{\theta}_r = \pm \arccos(-\tilde{g}_1 / 2);$$

$$\text{при } m = 3 \quad \theta_{01} = 0, \quad \tilde{\theta}_{0(2,3)} = \pm \tilde{\theta}_r = \pm \arccos(|1 + \tilde{g}_1| / 2).$$

Структурная схема РФ 3-го порядка ( $m = 3$ ) с частичной адаптацией при каскадной форме реализации приведена на рис. 2. Обработка цифровых кодов комплексных отсчетов  $U_j = x_j + iy_j$  последовательно осуществляется в трех каскадно включенных череспериодных компенсаторах (ЧПК), содержащих запоминающие на период повторения  $T$  устройства ( $3U_T$ ), комплексные умножители ( $\times$ ) и сумматоры ( $\Sigma$ ). В блоке измерения (БИ) по входным отсчетам в каждом периоде повторения вычисляется оценка максимального правдоподобия доплеровского сдвига фазы помехи  $\hat{\phi}$  в соответствии с алгоритмом работы [10]:

$$\hat{\phi} = \arg V = \arctg(\text{Im } V / \text{Re } V),$$

где  $n$  – объем обучающей выборки, определяемый числом независимых отсчетов со смежных элементов разрешения по дальности, за исключением отсчета с номером  $l = n / 2 + 1$ .

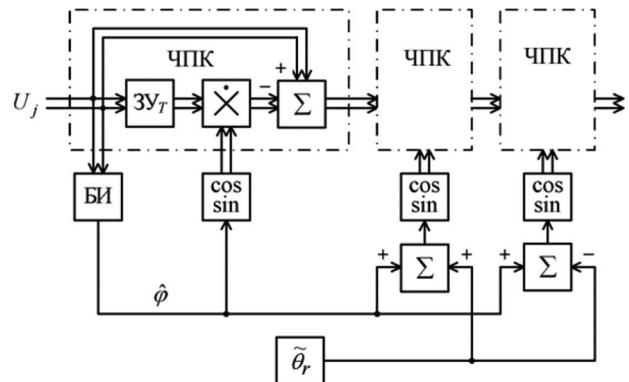


Рис. 2. Структурная схема каскадного РФ

$$V = \sum_{l=1}^{n+1} U_{j-1,l}^* U_{jl} = |V| e^{i\hat{\phi}}, \quad l \neq n/2 + 1$$

Так как адаптивную обработку на основе поступающих оценок для уменьшения ошибок рассогласования следует осуществлять после предварительной задержки исходных данных для среднего элемента разрешения временного строка, образующего обучающую выборку, то целесообразно исключить из обучающей выборки соответствующий этому элементу отсчет  $U_{jl}$  с номером  $l = n / 2 + 1$ . Тогда в случае сигнала, соизмеримого с помехой, или разрывной помехи при обработке

элемента разрешения, содержащего сигнал, ослабление или подавление сигнала за счет его влияния на используемые оценки не происходит.

Адаптация к доплеровскому сдвигу фазы помехи в РФ на рис. 2 осуществляется соответствующим смещением нулей в каждом ЧПК на угол  $\hat{\phi}$  путем комплексного умножения задержанных отсчетов на вычисляемую в косинусно-синусных функциональных преобразователях величину  $\exp(i\hat{\phi}) = \cos \hat{\phi} + i \sin \hat{\phi}$ . Кроме того, нули второго и третьего звеньев взаимно смещаются на величину  $\tilde{\theta}_r$ , оптимизируемую в соответствии с условием (3).

При оптимизации  $\theta_r$  в интервале изменения  $\beta_{\Pi}$  определяющим является нижнее граничное значение  $\beta_{\Pi}^{(H)}$ .

При этом оптимизированная величина

$$\tilde{\theta}_r = 1,4\pi\beta_{\Pi}^{(H)}.$$

Выигрыш  $\Delta\mu$  по сравнению с неоптимизированным вариантом ( $\theta_r = 0$ ) при  $\lambda < 10^{-6}$  достигает 3,6...3,9 дБ, а проигрыш по отношению к РФ с полной адаптацией является минимальным.

Каноническая форма реализации, вытекающая из второй формулы (4), соответствует РФ с комплексными весовыми коэффициентами  $\tilde{G}_k = \tilde{g}_k \exp(ik\hat{\phi})$ . Более просто РФ реализуется при раздельном решении задачи автокомпенсации доплеровской фазы помехи и последующего режектирования «остановленной» помехи в фильтре с действительными весовыми коэффициентами. Соответствующие автокомпенсаторы с прямой и обратной связью описаны в работе [10]. Автокомпенсаторы первого типа целесообразно использовать в обзорных радиолокаторах, а второго типа – в радиолокаторах сопровождения.

С целью минимизации вычислительных операций режекторный фильтр следует выполнять в виде каскадного соединения звеньев 1- и 2-го порядка для нечетного  $m$  и звеньев 2-го порядка для четного  $m$  [12]. Весовые коэффициенты звеньев 2-го порядка  $a_l$  непосредственно оптимизируются по критерию (3) или определяются по коэффициентам  $\tilde{g}_k$  с помощью соответствующих системных функций. В частности, при нечетном  $m$ :

$$H(z) = \sum_{k=0}^m \tilde{g}_k z^{-k} = (1-z^{-1}) \prod_{l=1}^{(m-1)/2} (1 + \tilde{a}_l z^{-1} + z^{-2}).$$

Структурная схема фильтра 3-го порядка ( $m = 3$ ) в виде каскадного соединения звеньев 1- и 2-го порядка с автокомпенсатором (АК) на входе приведена на рис. 3. Выходные величины автокомпенсатора  $U_j e^{-ij\hat{\phi}} = u_j e^{i[j(\varphi-\hat{\phi})+\varphi_H]}$  с точностью до погрешностей измерения оценки  $\hat{\phi}$  не содержат доплеровских сдвигов фазы помехи [10], что позволяет осуществлять последующее режектирование помехи фильтром с действительными весовыми коэффициентами. Для звена

2-го порядка на рис. 3 действительный весовой коэффициент  $\tilde{a} = -2 \cos \tilde{\Theta}_r = 1 + \tilde{g}_1$ . При  $\beta_{\Pi}^{(H)} = 0,05$  и  $0,1$  коэффициент  $\tilde{a} = -1,95$  и  $-1,8$  соответственно. Заметим, что в сумматорах и умножителе соответствующие операции осуществляются раздельно для каждой квадратурной проекции  $(x_j, y_j)$ . В данном фильтре задачи частичной адаптации и последующего режектирования помехи выполняются при минимальном числе вычислительных операций и соответствующих арифметических блоков.

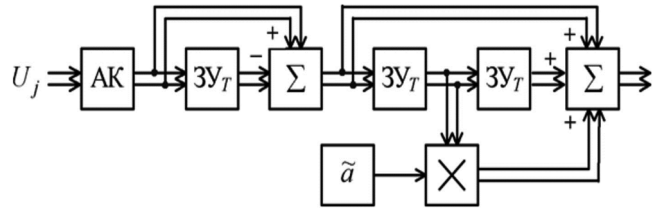


Рис. 3. Структурная схема РФ с автокомпенсатором

### Анализ эффективности РФ

Рассмотрим эффективность РФ с частичной адаптацией в зависимости от объема обучающей выборки и параметров помехи. Используя результаты работы [11], можно показать, что подавление помехи в рассматриваемых (рис. 2, 3) фильтрах определяется выражением

$$(\sigma_{\hat{\phi}}^2 / \sigma^2)_{\Pi} = \sum_{j,k=0}^m \tilde{g}_j \tilde{g}_k \rho_{jk} \exp[-(j-k)^2 \sigma_{\hat{\phi}}^2 / 2] + \lambda \sum_{j=0}^m \tilde{g}_j^2,$$

где при  $m = 2$   $\tilde{g}_0 = g_0 = \tilde{g}_2 = g_2 = 1$ ,  $\tilde{g}_1 = -2 \cos \tilde{\Theta}_r = \tilde{a}$ ; при  $m = 3$   $\tilde{g}_0 = g_0 = -\tilde{g}_3 = -g_3 = 1$ ,  $\tilde{g}_1 = -\tilde{g}_2 = -1 - 2 \cos \tilde{\Theta}_r = -1 + \tilde{a}$ ;  $\sigma_{\hat{\phi}}^2$  – дисперсия оценки  $\hat{\phi}$ .

Для автокомпенсатора с обратной связью [10]:

$$\sigma_{\hat{\phi}}^2 = \frac{\eta[(1+\lambda)^2 - \rho^2]}{2(2-\eta)n\rho^2}, \tag{5}$$

где  $\eta$  – весовой коэффициент сглаживающего фильтра в цепи обратной связи автокомпенсатора;  $n$  – объем обучающей выборки, определяемый числом независимых отсчетов со смежных элементов разрешения по дальности, усредняемых при вычислении оценки  $\hat{\phi}$ .

Дисперсия оценки  $\hat{\phi}$  в аналогичных РФ (рис. 2) и автокомпенсаторе с прямой связью (рис. 3) определяется также выражением (5) при  $\eta = 1$  [10].

Адаптация к доплеровской фазе  $\varphi$  приводит к потерям в эффективности, зависящим от величины  $n$ . Расчеты при гауссовской функции корреляции помехи показывают, что потери несущественно зависят от величины  $\beta_{\Pi}$ . При  $m = 2$ ,  $n = 8$ ,  $\eta = 1$ ,  $\beta_{\Pi} = 0,05...0,2$  и  $\lambda \leq 10^{-6}$  потери составляют около  $-0,5$  дБ, а при  $m = 3$  аналогичные потери в зависимости от величины  $\beta_{\Pi}$  составляют  $-0,7...-0,9$  дБ.

## Заключение

Таким образом, предложенный метод оптимизации не рекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией, основанный на применении принципа минимакса к рассматриваемому критерию эффективности, позволяет в заданном интервале изменения параметров помехи повысить эффективность ее режектирования с минимальными потерями по сравнению с предельной эффективностью, соответствующей полной адаптации. Рассмотрены принципы построения и приведены структурные схемы соответствующих РФ, адаптирующихся к доплеровской фазе пассивной помехи. Проведенный анализ РФ с частичной адаптацией устанавливает связь между эффективностью РФ и объемом обучающей выборки в зависимости от порядка и структуры РФ и параметров помехи. Показано, что потери в эффективности РФ несущественно зависят от параметров помехи.

## Литература

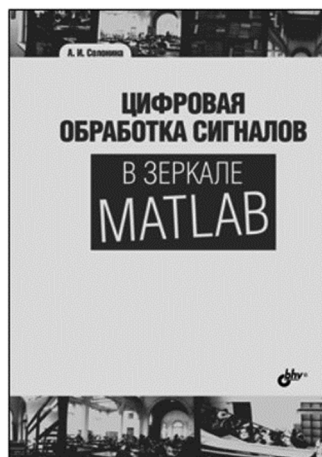
1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. – 862 p.
2. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
3. Попов Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие. Рязань: РГРТУ. 2011. – 80 с.
4. Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.



www.bhv.ru

Отдел оптовых поставок

E-mail: opt@bhv.spb.su



систем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени проф. М.А. Бонч-Бруевича с многолетним научно-методическим и педагогическим стажем, автор многочисленных публикаций и книг по цифровой обработке сигналов, в том числе «Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов», «Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB», «Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink», «Цифровая обработка сигналов и MATLAB», выпущенных издательством «БХВ-Петербург».

5. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.

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

7. Попов Д.И. Адаптивная обработка сигналов на фоне пассивных помех // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2000. – Т. 43, № 1 (451). – С. 59-68.

8. Попов Д.И. Оптимальная обработка многочастотных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. – 2013. – Вып. 1. – С. 32–39.

9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015. – № 2 (14). – С. 21-26.

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

11. Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 4. – С. 32-37.

12. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 53-56.

13. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 1. – С. 22-26.

14. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1988. – 552 с.

**Солонина А.И.**

## *Цифровая обработка сигналов в зеркале MATLAB*

РЕЦЕНЗЕНТЫ: Е.Б. Соловьева, д-р техн. наук, завкафедрой теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ»; А.А. Монаков, д-р техн. наук, проф. кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

Учебное пособие представляет собой базовый курс по цифровой обработке сигналов с традиционными темами: линейные дискретные системы; эффекты квантования в цифровых системах с фиксированной точкой; дискретные сигналы с описанием в частотной области, включая алгоритмы дискретного и быстрого преобразований Фурье; случайные процессы и их статистические характеристики; методы непараметрического и параметрического спектрального анализа; цифровые фильтры общего и специального назначения; многоскоростные системы и их полифазные структуры; банки фильтров; основы адаптивной обработки сигналов.

Теория ЦОС преподносится с позиции моделирования в MATLAB: теоретические аспекты базовых методов и алгоритмов ЦОС увязываются с их моделированием в MATLAB и иллюстрируются соответствующими примерами.

Книга предназначена для студентов и преподавателей вузов, а также специалистов в области цифровой обработки сигналов.

**Солонина Алла Ивановна**, кандидат технических наук, доцент кафедры радио-